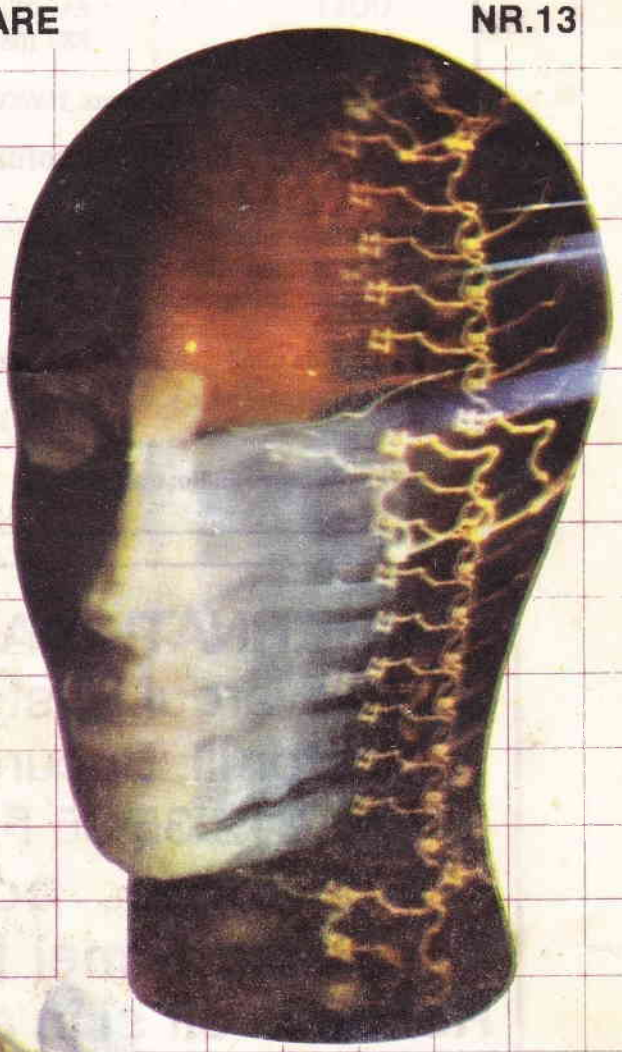
electronistul

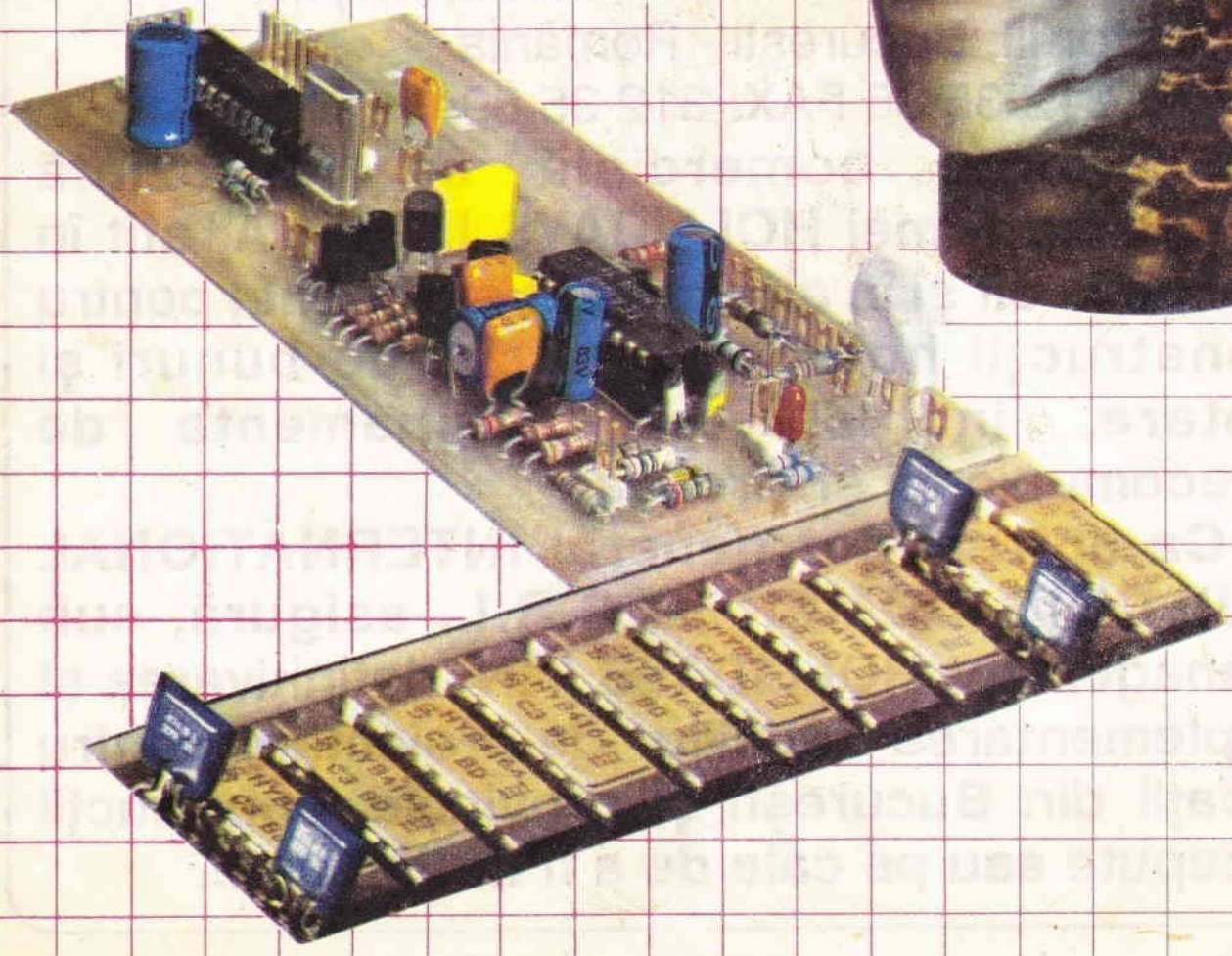
REVISTĂ DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE, INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE -DEPANARE

NR.13

DIN SUMAR:

- Terminale pentru telecomunicaţii
- Grafică pe calculator
- Circuite egalizoare
- Comandă a opririi la capetele benzii video
- Filtru AM-SSB-CW
- Oscilator comandat în tensiune





PERFORMANŢELE, ADEVĂRATA RECLAMĂ A PRODUSELOR!

Radioreceptor NOVA - Producător TEHNOTON S.A.

Lungime de undă	Bandă de Frecvenţă	Sensibilitatea	Selectivitatea
UM	565 - 1,605 KH	2mV/m	16dB
US	16,3 - 6,9 MHz	200 μV	16dB
US 2	9,5 - 9,75 MHz	200 μV	16dB
UUS 1	65 - 73 MHz	25 μV	16dB
UUS 2	88 - 108 MHz	25 μV	16dB

Putere de ieşire audio: max. 1W/8W.

Radiocasetofon WEEKEND - Producător TEHNOTON S.A.

Casetofon

- deviaţie de viteză: ± 3 %
- factor de fluctuaţie a vitezei: ± 0,4 %
- raport semnal/zgomot: >35dB

Radio

Lungime de undă	Bandă de Frecvenţă	Sensibilitatea	Selectivitatea
UM	565 - 1,605 KHz	3mV/ m	>16dB
UUS 2	88 - 108 MHz	25 μV	>16dB

Putere de ieşire audio: max. 0,35W.

INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L.

Bulevardul Hristo Botev, No. 6, Etaj I,
Sector III, Bucureşti - România
Tel: 312 35 86 FAX: 312 35 89

Societate comercială ce reprezintă interesele firmei HOLLIDAYS INN-SUA, atît în România cît şi în alte ţări est europene, pentru construcţii hoteliere, clădiri de bunuri şi dotare, inclusiv cu echipamente de telecomunicaţii şi birotică.

Ca antrepenor general INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L. asigură, sub management HOLLIDAYS INN, definitivarea şl implementarea detaliilor de proiectare pentru locaţii din Bucureşti şi provincie, construcţii începute sau pe cale de a fi definitivate.

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a) 4500 ÷ 6000 lei pentru un articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b) 4000 ÷ 4500 lei pentru un articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c) 3000 ÷ 4000 lei pentru un articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d) 2500 ÷ 3000 lei pentru un articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e) 1500 ÷ 2500 lei pentru articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi avînd întinderea de o pagină cu 70% text;

f) 800 ÷ 1500 lei pentru un articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5 - 51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- **Andrian Nicolae (redactor-şef)**
- **Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)**
- **Adrian Dumitru (grafică, design)**
- **Cănănău Voiţă Ana & Corneliu (editare şi tehnoredactare)**
- **Mariana Nicolae (design coperţi şi desen tehnic)**
- **Stan Sergiu — director**

SUMAR

SUMAR NR. 13

TELECOMUNICAŢII

- *Terminale pentru telecomunicaţii* pag.2

INFO-CALCULATOARE

- *Grafică pe calculator* pag.6
- *Limbaj de asamblare Z-80 (Spectrum 48K)* pag.8

HI-FI

- *Circuite egalizoare* pag.9
- *Înregistrarea magnetică* pag.11
- *Amplificator de putere* pag.12

RADIO

- *Echipamentul de trafic pentru radioamatori* pag.14

AUTO

- *Avertizor sonor auto* pag.15

AUTOMATIZĂRI

- *Sonerie multitonală* pag.16

VIDEO - TV

- *Circuitul pentru comanda opririi la capetele benzii video* . pag.18
- *Antenă de exterior pentru recepţia UIF* pag.19

ELECTROALIMENTARE

- *Sursă dublă de tensiune* pag.21

A.M.C.

- *Utilizarea osciloscopului* pag.22

P. S.

- *Oscilator în punte Wien* pag.24
- *Filtru AM - SSB - CW* pag.24
- *Reflectometru* pag.25
- *Oscilator comandat în tensiune* pag.25

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sînt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

TERMINALE PENTRU TELECOMUNICAȚII

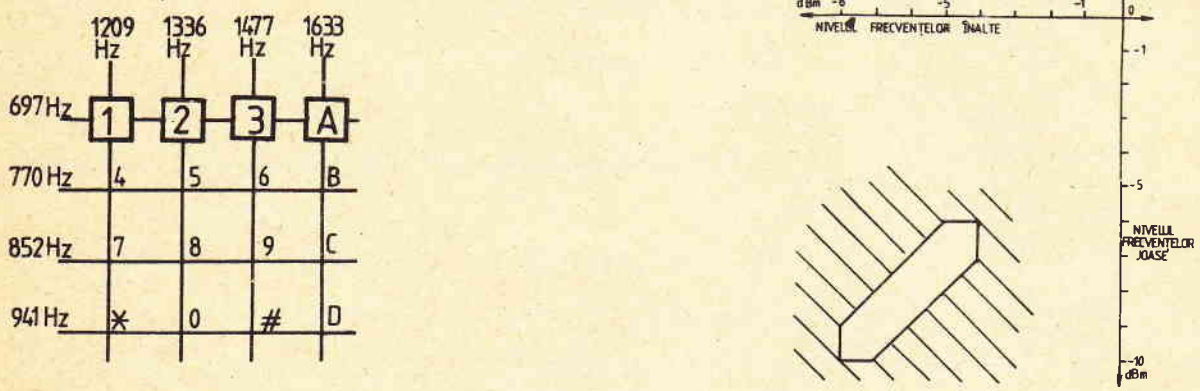
ing. Andrian Niceiae - referent special I, ROMTELECOM

(continuare din numărul trecut)

La **ridicarea microreceptorului** apare tensiunea de alimentare din linia telefonică, la bornele 1-2. Un prim curent de cca. 50μA se stabileşte prin R_4 şi deschide tranzistorul T2 care la rîndul lui comandă T_1 (generator de curent). Începe încărcarea capacităţilor C_1, C_2 şi C_3 (prin D6). Tensiunea pe C_3 creşte dar ieşirea DP (Dialling Pulse - impulsuri de selecţie) rămîne la nivel logic zero provocînd o creştere substanţială a curentului prin baza lui T2. Cînd nivelul voltajului pe C_3 atinge valoarea de resetare (power-on reset), tipic 1,2V, începe funcţionarea oscilatorului de tact (CE se află la nivel 1 prin R_6). După circa 4ms un impuls transmis prin ieşirile M1 şi MT (mutng) setează releul bipolar R_0 pe poziţia de transmisie.

La apăsarea primei taste, un impuls apare pe ieşirile M1-MT şi trece releul în poziţia "formare număr" iar la pinul DP apare nivel"1". T1 este blocat. În acest moment începe transmiterea impulsurilor zecimale. După ultimul impuls releul R_0 şi ieşirea DP trec în starea de

Fig. 24 Fig. 25



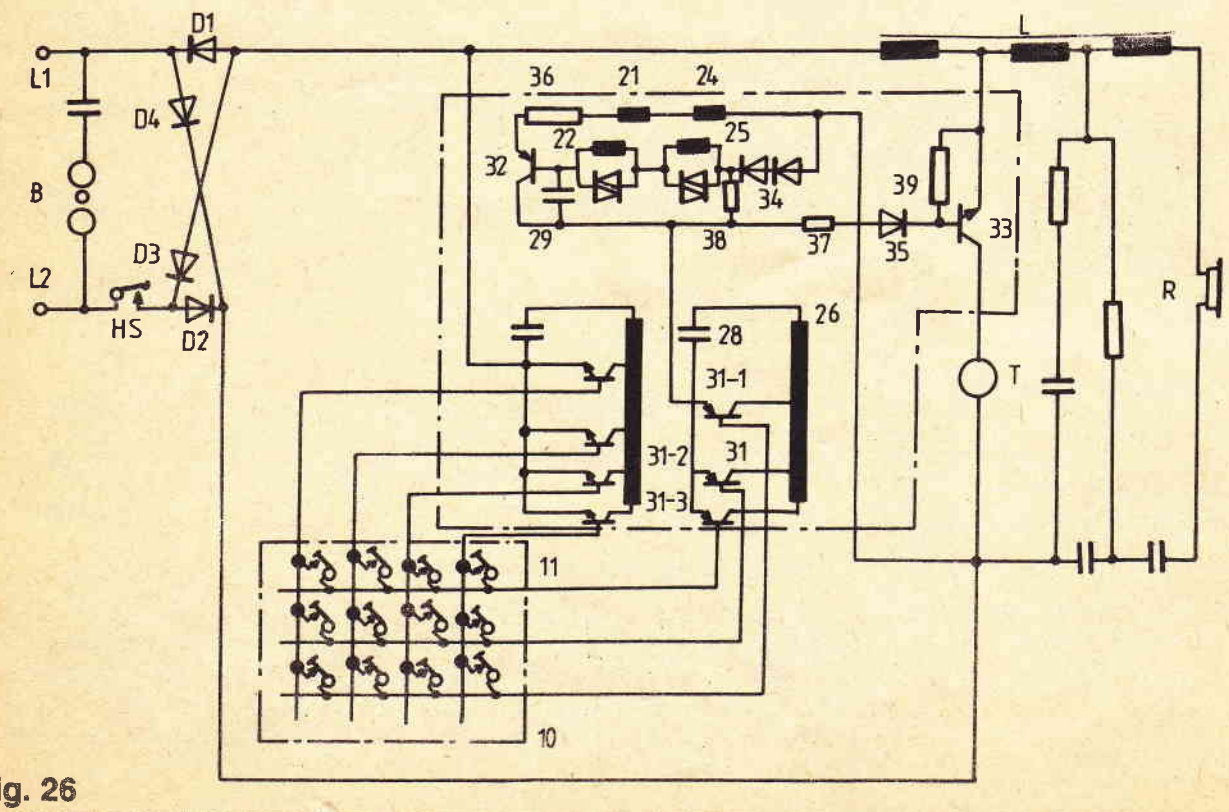


Fig. 26

aşteptare iniţială dacă nu s-au mai apăsat alte taste.

În timpul convorbirii curentul de linie trece prin dioda D_2 iar C_3 rămîne încărcat la valoarea Uz.

Cînd **microreceptorul este aşezat pe furcă,** C_1 se descarcă prin R_3, joncţiunea bază-emitor a tranzistorului T_2, R_7 şi ieşirea DP în circa 20 milisecunde. CE este adus astfel în poziţia zero prin R_6 şi circuitul trece în starea de aşteptare statică (standby mode) iar C_3 se descarcă printr-un curent foarte mic.

Reluarea ultimului număr (Redial) este posibilă atîta timp cît tensiunea pe C_3 este mai mare decît "power-on reset level". Procedura este identică cu cea descrisă pentru MMC760.

1.3. Claviatura cu selecţie DTMF

Selecţia în impulsuri zecimale constituie un proces lent care ţine ocupate o serie de organe din centrala telefonică, mai mult decît este necesar.

Soluţia utilizării unui cod de frecvenţe din banda 300-3400Hz a constituit un argument pentru abandonarea metodei amintite. Astfel fiecare digit este reprezentat de o pereche de frecvenţe, sistemul fiind cunoscut sub numele de "dual-tone multi-frequency" (DTMF). După cum se observă în fig. 24, claviatura va trebui să fie de formă matriceală 4x4, utilizînd butoanele zecimale (0 ... 9) pentru formarea numărului telefonic, iar cele marcate (* şi #) pentru funcţii adiţionale.

Cele 8 tonuri (frecvenţe) recomandate de CCITT au fost astfel alese încît să existe o intermodulaţie minimă între armonicile celor 16 perechi posibile ale frecvenţelor fundamentale. Frecvenţele joase (4) sînt alocate celor 4 linii, iar grupul frecvenţelor înalte celor 4 coloane.

Aceste frecvenţe sînt în concordanţă cu recomandarea CCITT Q23.

Nivelul semnalelor măsurate la ieşirea din telefon, pe un rezistor de sarcină de 600 Ω, trebuie să satisfacă condiţiile (fig. 25):

— nivelul pentru frecvenţele joase (LF): - 8dBm±2
— nivelul pentru frecvenţele înalte (HF): - 6dBm±2
— preaccentuarea frecvenţelor înalte: 2dB±1

1.3.1. Generator DTMF cu circuite rezonante LC

Utilizarea unui generator tip LC se numără printre primele procedee folosite în construcţia telefoanelor multifrecvenţă. Firmele din Anglia (GEC Telecomunication Ltd.), Japonia şi SUA au produs telefoane utilizînd acest procedeu.

Unele tipuri de telefoane posedă în partea de claviatură cîte 1, 2 sau 3 contacte mecanice pe fiecare buton. (USP Application Ser. No. 439, 985, British Patent Application No. 5862/74; German Patent Application No. P 2406071.7 şi Brazilian Patent Application No. 952/P - 74).

Fig. 27

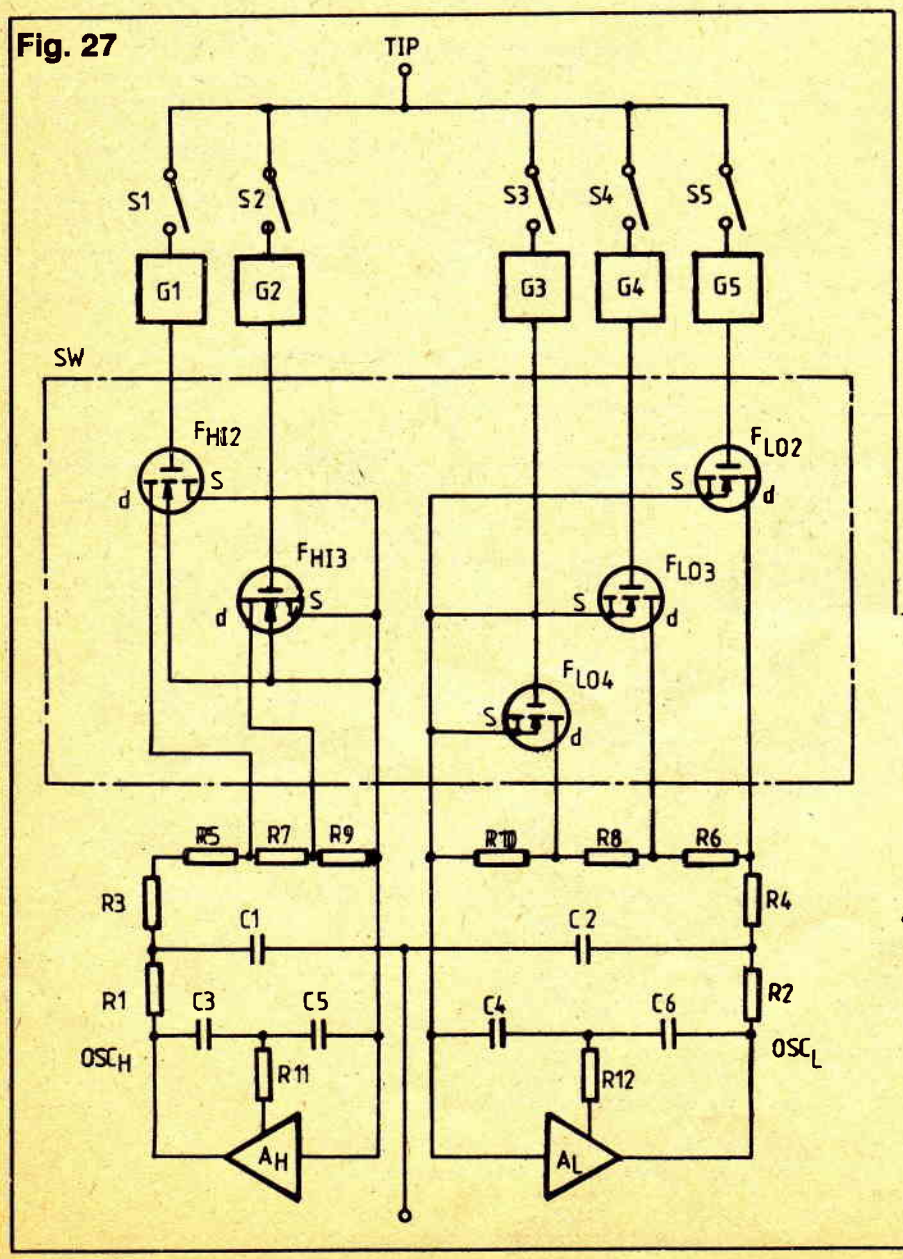
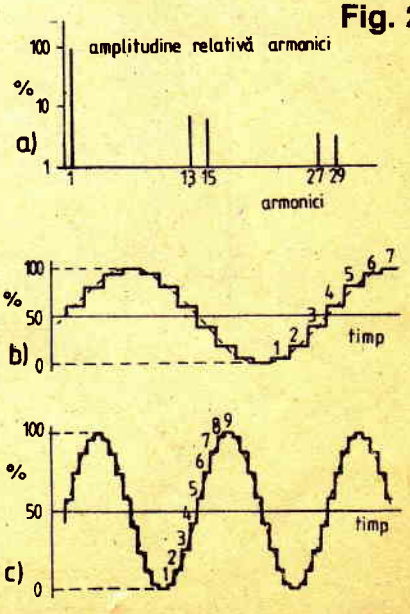


Fig. 28



În fig. 26 se poate vedea schema unui telefon multifrecvenţă cu generator DTMF tip LC. Schimbarea frecvenţei se realizează prin butoane cu un singur contact (US Patent. No. 3.971.896/July 27, 1976).

Acestea comandă un număr de tranzistoare de comutaţie care modifică inductanţele celor două circuite acordate. Cu linie punctată este încadrată schema oscilatorului care cuprinde: bobinele 21, 22, 23 şi 24, 25, 26 ce formează un transformator cu trei înfăşurări, capacităţile 27, 28 şi 29, grupurile de tranzistoare 36, 37, 38 şi 39.

Să presupunem că butonul 11 al claviaturii 10 este apăsat. Tranzistoarele 30-3 şi 31-3 se deschid iar oscilatorul este pus în funcţiune. În acest caz inductanţele circuitelor rezonante au valoarea maximă. Tot în această stare tranzistorul 33 este blocat iar microfonul T nealimentat.

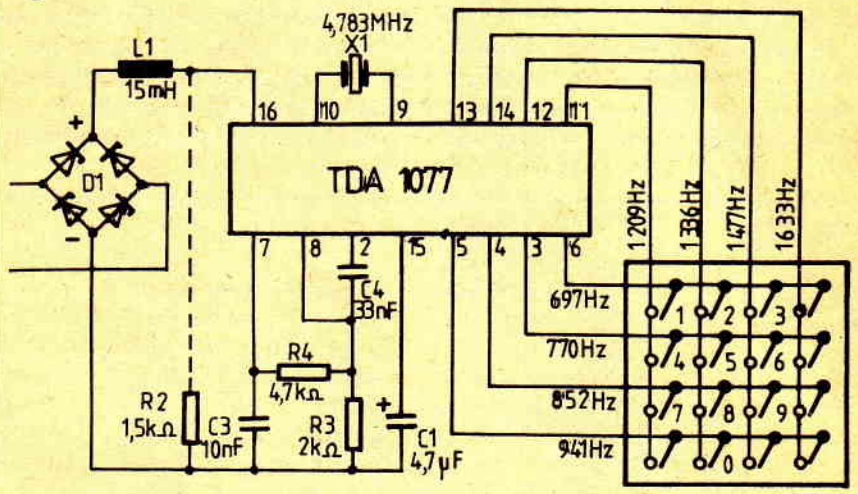
Dacă contactul 11 se deschide schema revine în starea iniţială.

1.3.2. Generator DTMF cu circuite rezonante RC active

Circuitele oscilante LC au un volum destul de mare, sînt scumpe şi consumă manoperă. Ca urmare s-a trecut la utilizarea circuitelor oscilante RC. Problema a fost rezolvată în parte de generatorul multifrecvenţă descris de brevetul SUA nr. 3424870/1969. În acest caz sînt utilizate tranzistoare cu bucla de reacţie în reţeaua de contacte mecanice. Rămînea problema minimizării numărului de contacte din claviatura mecanică.

Soluţia este dată în fig. 27 (US Pat. No. 3.6/2.773/Oct. 12. 1971). Partea de comutare electronică a frecvenţei este realizată prin intermediul unor tranzistoare cu efect de cîmp (IGFET). Fiecare tranzistor este conectat într-o zonă a reţelei rezistive ce intră în componenţa filtrului dublu-T. După cum se observă pe

Fig. 29



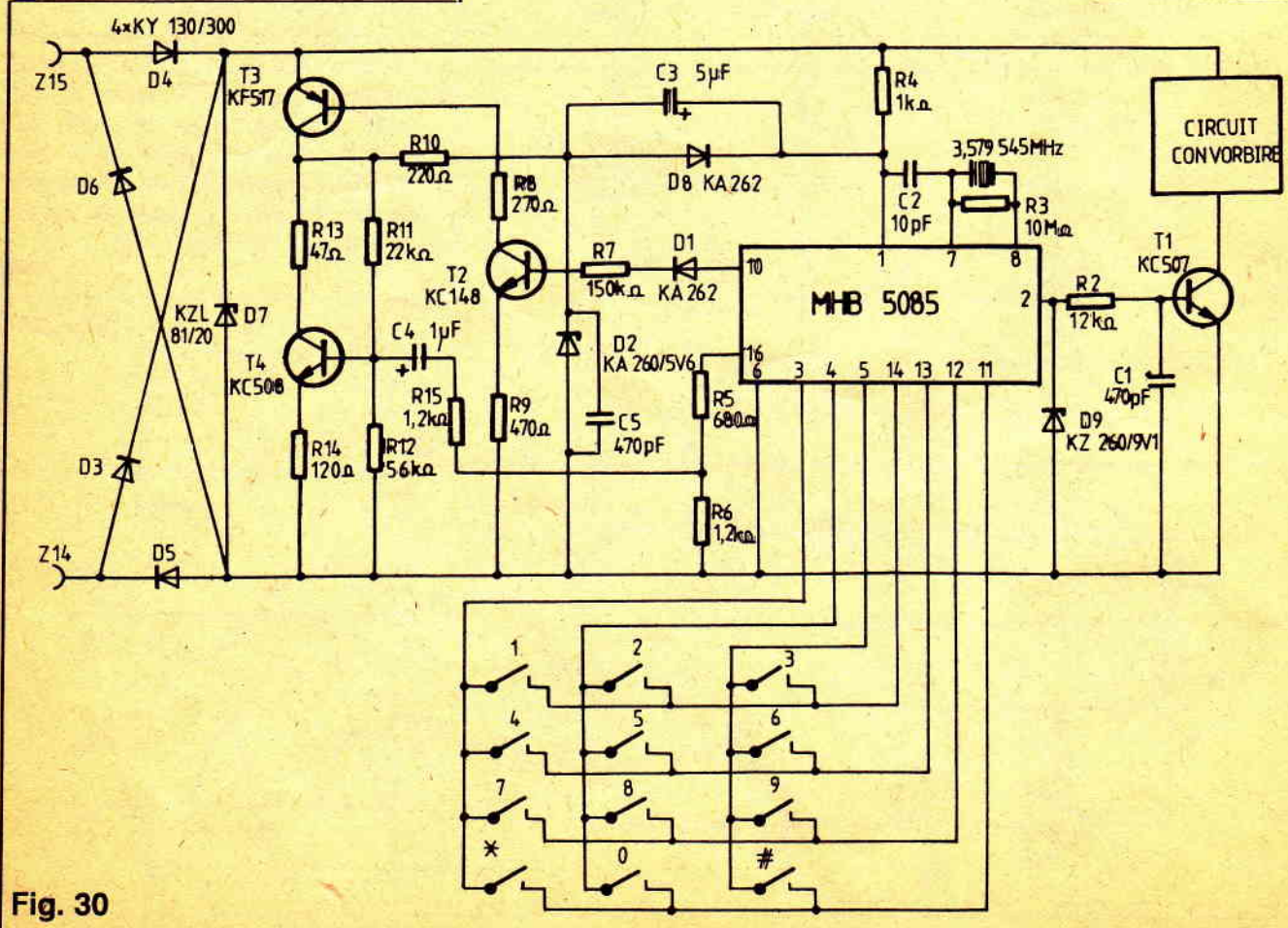


Fig. 30

figură, generatorul DTMF conţine un oscilator pentru grupul de frecvenţe înalte OSCH şi un oscilator pentru grupul de frecvenţe joase OSCL. OSCH conţine un amplificator AH în a cărui buclă de reacţie este un filtru dublu-T. Filtrul oscilatorului OSCH are în componenţa sa rezistoarele R1, R4, R6, R8, R10 şi R12 plus capacităţile C2, C4 şi C6. Comutatoarele cu FET-uri au o rezistenţă în conducţie de cca 100 ohmi iar în blocare 100 Mohmi. Pentru o mai bună funcţionare tensiunea de poartă trebuie să fie cu cel puţin 5V mai mare decît pe sursă. Fiecare din comutatoarele S1-S5 reprezintă o combinaţie de unul sau mai multe contacte ale claviaturii mecanice.

1.3.3. Generator DTMF utilizînd tehnica digitală

Oscilatorul. Ideal ar fi ca să se utilizeze cel mai mic multiplu comun al celor 8 frecvenţe ($1,4\times10^{14}$MHz), ceea ce este nepractic. Calculele au arătat că se pot genera frecvenţele cu o abatere de 0,11% prin utilizarea unui oscilator de 199,28KHz şi 8 divizoare integrate. Totuşi în acest caz semnalele rezultate ar fi nesimetrice ceea ce ar duce la o gamă largă de armonici. Dublînd frecvenţa (398,56KHz) se dublează şi divizarea.

Pentru a avea un optim între complexitatea divizorului şi preţul de cost al cristalului de cuarţ s-a ales valoarea de 4,78272MHz. În condiţiile utilizării în domeniul -20^0C ... $+70^0$C pe timp de 15 ani şi luînd în considerare abaterea de mai sus rezultă o deviaţie maxim posibilă a frecvenţei de 0,3 ... 0,5% ceea ce se situează sub valoarea de ±1,3% recomandată de CCITT.

Sintetizorul de sinusoidă. În fig. 28 este ilustrat modul de sinteză. La ieşirea divizoarelor rezultă o formă de undă dreptunghiulară bogată în armonici (a). Ca urmare semnalul trebuie adus la forma sinusoidală. Pentru grupul frecvenţelor joase (b) sînt utilizate 7 amplitudini discrete, iar pentru cele înalte 9 trepte (c). Fiecare treaptă ia naştere ca urmare a unui curent comutat pentru un timp bine stabilit. Conform standardelor, diferenţa de amplitudine dintre tonul de înaltă frecvenţă şi cel de joasă este de 2dB (1,26 ori). Frecvenţa semnalului se schimbă prin modificarea duratei fiecărei trepte.

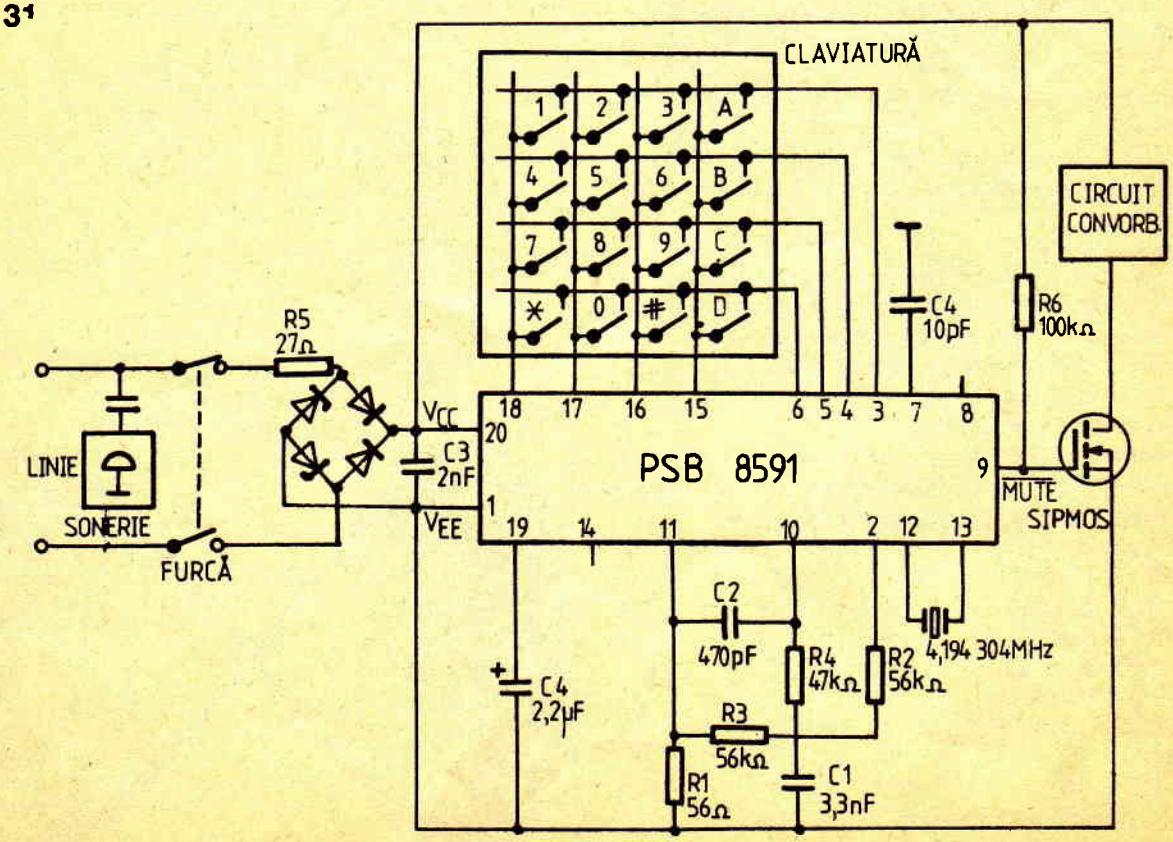
Reducerea distorsiunilor armonice. Datorită faptului că fiecare frecvenţă sintetizată conţine 18 trepte pentru grupul frecvenţelor înalte şi 14 pentru cele joase trebuie prevăzut un filtru trece-jos pentru atenuarea armonicilor peste ordinul 13 (frecvenţe joase) şi 17 (frecvenţe înalte). Filtrul poate fi simplu, de ordinul întîi, sau de ordinul doi prin utilizarea bufferului intern ca element activ. Tipul filtrului ales depinde de nivelul maxim acceptabil al armonicilor şi preţul de cost al elementelor înglobate.

Specificaţia CEPT CS203 cere ca nivelul armonicilor, în banda 300 ... 3400Hz, să nu depăşească -33dBm, să descrească cel puţin cu 12dB pe octavă, iar între 28KHz şi 70KHz să nu fie mai mare de -70dBm. La frecvenţe între 70KHz şi 200KHz nivelul oricărui semnal nu va depăşi -80dBm.

În continuare se dau trei exemple de claviaturi DTMF. Fig. 29 ilustrează modul de realizare a circuitului DTMF cu un cip TDA 1077 (Philips). Puntea D1 protejează circuitul telefonic împotriva inversărilor de polaritate ale liniei telefonice.

(continuare în numărul viitor)

Fig. 3¹



INFO CALCULATOARE

GRAFICĂ PE CALCULATOR

ing. CĂNĂNĂU VOIŢĂ CORNELIU

(continuare din numărul trecut)

Program 9. Spirala exponenţială.

Spirala exponenţială are forma descrisă de funcţiile:

$x=c\cdot e^{k1\cdot\varphi}\cdot\cos(a\cdot\varphi)$

$y=c\cdot e^{k2\cdot\varphi}\cdot\sin(b\cdot\varphi)$

În continuare sînt prezentate modificările care trebuie făcute în programul 8 pentru a desena spirala exponenţială. Rîndurile de la **100** la **115** se modifică astfel:

```
100   LET r=2
110   LET rd=r*2* PI
115   LET s= PI /100
```

iar funcţiile se definesc prin modificarea liniilor **200** şi **210** din programul 8. Valoarea coeficientului c=0.02.

```
200   DEF-FN c(w) = x0+0.02* EXP (k1*w)* COS (a*w)
210   DEF-FN s(w) = y0+0.02* EXP (k2*w)* SIN (b*w)
```

Creşterea exponenţială se poate observa foarte bine. La început se vede numai un punct care creşte foarte încet, după care curba va creşte foarte rapid. Un exemplu practic este figura 9 care a fost obţinută pentru datele: k1=0.9, a=5, k2=0.9 şi b=5.

Program 10. Spirala logaritmică.

Funcţiile care descriu forma spiralei logaritmice sînt:

$x=k1*\ln(1+f)*\cos(a\cdot f)$

$y=k2*\ln(1+f)*\sin(b\cdot f)$

Modificările ce trebuie făcute programului 8 sînt necesare pentru definirea funcţiilor în liniile **200** şi **210**:

```
200   DEF-FN c(w) = x0+k1* LN (1+w)* COS (a*w)
210   DEF-FN s(w) = y0+k2* LN (1+w)* SIN (b*w)
```

Rîndurile de la **100** la **115** rămîn nemodificate faţă de programul 8.

Datele de intrare pentru figura 10 sînt: k1=30, a=1, k2=20 şi b=1, iar pentru figura 11: k1=30, a=2, k2=20 şi b=4.

Program 11. Cardioide.

Cardioida este curba descrisă de un punct al unui cerc care se rostogoleşte în exterior şi fără alunecare pe un alt cerc, imobil şi de aceeaşi rază cu primul cerc.

Ecuaţiile cardioidelor sînt următoarele:

$x=k1\cdot(a\cdot\cos\varphi-\cos(a\cdot\varphi))$

$y=k2\cdot(b\cdot\sin\varphi-\sin(b\cdot\varphi))$

Programul este prezentat în continuare. Faţă de programul 8 sînt modificări esenţiale în liniile de la **100** la **115** şi în liniile de definire a ecuaţiilor **200** şi **210**.

```
110   LET rd=2* PI
115   LET s= PI /100
120   INPUT "k1=";k1
130   INPUT "a=";a
140   INPUT "k2=";k2
150   INPUT "b=";b
160   LET x0=125 : LET y0=85
170   CLS
180   PLOT x0,y0
190   LET xa=x0 : LET ya=y0
200   DEF-FN c(w) = x0+k1*(a* COS w- COS (a*w))
210   DEF-FN s(w) = y0+k2*(b* SIN w- SIN (b*w))
220   FOR x=0 TO rd STEP s
230   LET xp= FN c(x): LET yp= FN s(x)
235   LET xp= INT xp: LET yp= INT yp
240   IF xp<1 THEN LET xp=1
245   IF yp<1 THEN LET yp=1
250   IF xp>255 THEN LET xp=255
255   IF yp>175 THEN LET yp=175
260   LET dx=xp-xa: LET dy=yp-ya
262   DRAW dx,dy
265   LET xa=xp: LET ya=yp
```

Fig. 9

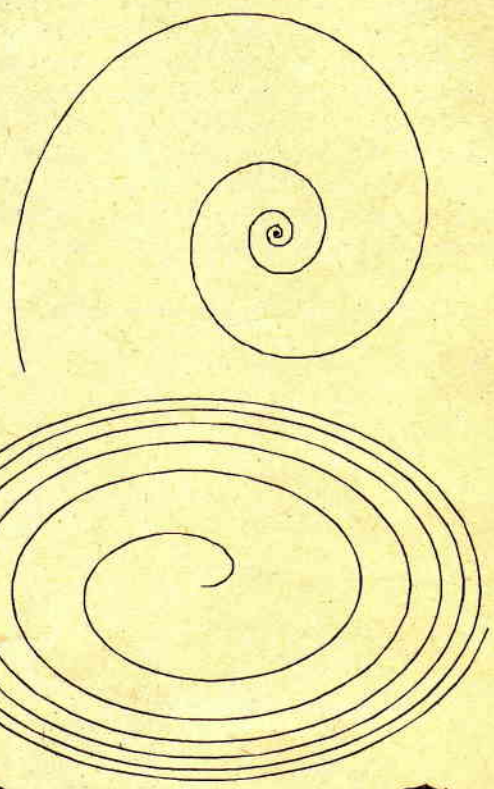


Fig. 10

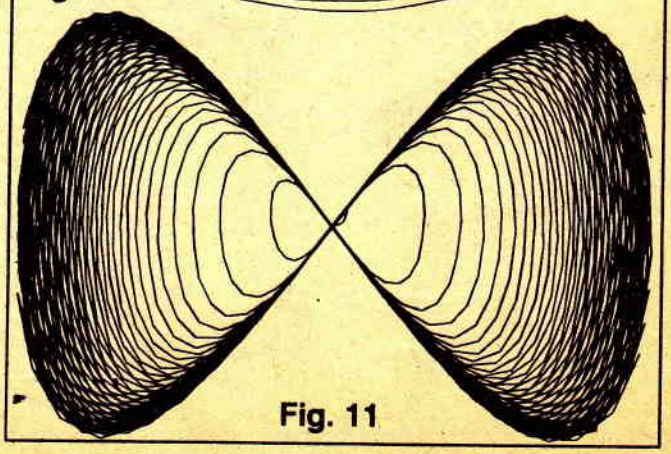


Fig. 11

Figura 12 se obţine cu datele de intrare: k1=20, a=2, k2=20 şi b=2.

Figura 13 se obţine pentru: k1=10, a=4, k2=10 şi b=4.

Program 12. Cicloide.

Reprezentarea generală a unei cicloide este:

$x=k1 \cdot \cos \varphi - k2 \cdot \cos (k3 \cdot \varphi)$

$y=k4 \cdot \sin \varphi - k5 \cdot \sin (k6 \cdot \varphi)$

Fizic, cicloida este traiectoria descrisă de un punct al unui cerc care se rostogoleşte fără alunecare pe o dreaptă fixă.

```
100  LET r=1.01
110  LET rd=2* PI
115  LET s= PI /100
120  INPUT "k1=";k1
125  INPUT "k2=";k2
130  INPUT "k3=";k3
135  INPUT "k4=";k4
140  INPUT "k5=";k5
145  INPUT "k6=";k6
160  LET x0=125 : LET y0=85
170  CLS
180  PLOT x0,y0
190  LET xa=x0 : LET ya=y0
200  DEF-FN c(w) = x0+k1* COS w -k2* COS (k3*w)
210  DEF-FN s(w) = y0+k4* SIN w -k5* SIN (k6*w)
220  FOR x=0 TO rd STEP s
230  LET xp= FN c(x): LET yp= FN s(x)
235  LET xp= INT xp: LET yp= INT yp
240  IF xp<1 THEN LET xp=1
245  IF yp<1 THEN LET yp=1
250  IF xp>255 THEN LET xp=255
255  IF yp>175 THEN LET yp=175
260  LET dx=xp-xa: LET dy=yp-ya
262  DRAW dx,dy
265  LET xa=xp: LET ya=yp
270  NEXT x
```

Figura 14 a fost realizată cu datele de intrare: k1=25, k2=25, k3=10, k4=25, k5=25 şi k6=10. Datele de intrare pentru figura 15 au fost: k1=50, k2=25, k3=10, k4=20, k5=10 şi k6=5.

Program 13. Rozete.

Rozetele pot fi definite prin intermediul următorului sistem de ecuaţii:

$x=k1 \cdot \sin (k2 \cdot \varphi) + k1 \cdot \cos (k3 \cdot \varphi)$

$y=k4 \cdot \cos (k5 \cdot \varphi) + k4 \cdot \sin (k6 \cdot \varphi)$

În continuare se dau modificările faţă de programul 12:

```
175  LET xp= FN c(0): LET yp= FN s(0)
180  PLOT xp,yp
190  LET xa=xp: LET ya=yp
200  DEF-FN c(w)=x0+k1* SIN (k2*w)+k1* COS (k3*w)
210  DEF-FN s(w)=y0+k4* COS (k5*w)+k4* SIN (k6*w)
```

Rozeta din figura 16 a fost realizată cu datele de intrare: k1=50, k2=10, k3=7, k4=25, k5=8 şi k6=9.

La sfîrşitul acestui articol vă propunem un concurs de creaţie. După introducerea programelor prezentate, prin modificarea parametrilor k1, a, k2, b sau k1, k2, k3, k4, k5, k6, veţi obţine diferite desene, ca reprezentare grafică a funcţiilor descrise. Concursul nostru constă în trimiterea pe adresa redacţiei: "ELECTRONISTUL", **căsuţa poştală 5-51, Bucureşti, pentru concursul "GRAFICĂ PE CALCULATOR"**, a parametrilor (eventual şi reprezentarea grafică) obţinuţi de dumneavoastră, iar noi vă vom publica în această revistă. ♦

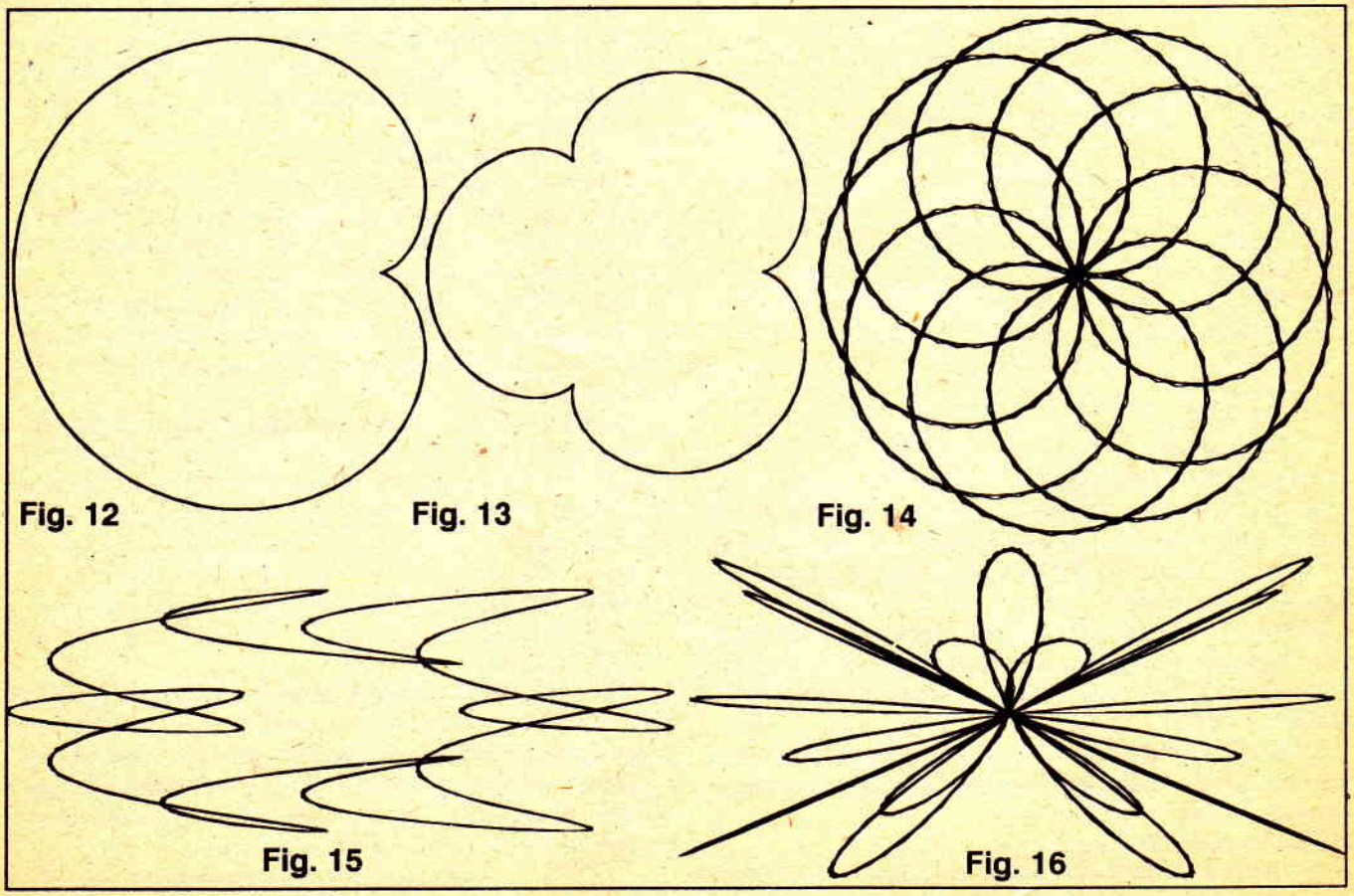


Fig. 12

Fig. 13

Fig. 14

Fig. 15

Fig. 16

LIMBAJ DE ASAMBLARE (Spectrum 48k)

Radu Paşalega

(Continuare din numărul trecut)

Aproape orice schimbare va provoca o reacţie în lanţ şi ulterior căderea sistemelor şi va trebui să opriţi şi apoi să porniţi calculatorul din nou. Toate acestea se vor întîmpla deoarece sistemul memorează o seamă de informaţii în acea zonă şi orice schimbare îl va "dinamita" efectiv.

Din aceleaşi motive nu mişcaţi stiva decît dacă sînteţi absolut sigur de ceea ce faceţi.

Notă: Într-un program bine organizat numărul de **PUSH** şi **POP** trebuie să se compenseze reciproc indiferent de calea pe care urmează să o ia programul, altfel s-ar putea să apară rezultate cel puţin ciudate.

EXERCIŢIU:

Putem folosi aceste instrucţiuni pentru a examina adresa unde se va întoarce programul după execuţia părţii în limbaj maşină prin scoaterea valorii din stivă şi apoi introducerea ei în **BC** după care o punem la loc:

```
C1   POP  BC      ; ia adresa în BC
C5   PUSH BC      ; pune la loc adresa
C9   RET          ; RETURN.
```

Aritmetică pe 16 biţi

			FANIOANE					
Mnemonic	Byţi	Timp luat	C	Z	PVS	N	H	
ADD HL, rr	1	11	#	-	-	-	0	?
ADD HL, SP	2	11	#	-	-	-	0	?
ADC HL, rr	2	15	#	#	#	#	0	?
ADC ix, SP	2	15	#	#	#	#	0	?
ADD ix, BC/DE	2	15	#	-	-	-	0	?
ADD ix, ix	2	15	#	-	-	-	0	?
ADD ix, SP	2	15	#	-	-	-	0	?
ADD iy, BC/DE	2	15	#	-	-	-	0	?
ADD iy, iy	2	15	#	-	-	-	0	?
ADD iy, SP	2	15	#	-	-	-	0	?
SBC HL, rr	2	15	#	#	#	#	1	?
SBC HL, SP	2	15	#	#	#	#	1	?

\# - fanion alterat
0 - set 0
1 - set 1
\- - neafectat
? - necunoscut

Unul dintre beneficiile pe care ni le dă posibilitatea de a opera cu numere de 16 biţi este acela de a specifica adrese sau de a opera calcule implicînd numere întregi de pînă la 65535 sau în limita -32768 la +32767 (dacă şi numerele negative sînt permise).

În această lumină putem să ne dăm seama de ce în microcomputerele mai vechi PX Sinclair ZX80, toată aritmetica în BASIC era limitată la numere întregi de la -32000 la +32000.

Oricum, cu toate că avem şi instrucţiuni pe 16 biţi asimetrice, acestea sînt puţin cam încurcate pe lîngă cele pe care deja le ştim (8 biţi).

Registre pereche favorizate.

În acelaşi mod cum avem favorizat registrul A (acumulator) şi în registrele pereche avem unul care este favorizat şi anume registrul **HL**. În orice caz acest favoritism nu este aşa de pronunţat ca în cazul registrului A încît să omitem numele registrului pereche.

Adunări

Instrucţiunile pentru adunare sînt următoarele:

```
ADD  HL, BC
ADD  HL, DE
ADD  HL, HL
ADD  HL, SP
```

Observaţi că nu este posibil să adunăm un număr absolut la registrul **HL** (**ADD HL, nn** nu este permisă). Pentru a face această operaţie trebuie să facem cam aşa:

```
LD   DE, nn
ADD  HL, DE
```

Deoarece implicăm 4 registre din 7 putem concluziona că aceasta nu e calea cea mai potrivită pe care am vrea să o urmăm.

De asemenea constatăm că nu există instrucţiunea de adunare între **HL** şi registrele indexate. De asemenea ştim că nu există instrucţiuni de transfer între **ix** sau **iy** şi registrul **DE** şi unica soluţie pentru a face aşa ceva este:

```
PUSH  ix
POP   DE
ADD   HL, DE
```

Însă **SP** (stack pointerul) este pentru singura dată folosit ca un registru pereche într-o instrucţiune dar din păcate nu-l puteţi folosi ca o variabilă. Gîndiţi-vă ce s-ar întîmpla dacă am varia conţinutul **SP** după dorinţă şi apoi folosim **PUSH** şi **POP**.

Efectul asupra fanioanelor

În aritmetica pe 16 biţi fanionul carry îşi ia atribuţiunile în primire şi doar unul dintre fanioane mai este alterat de adunări (fanionul scădere - substract) (după cum poate vă daţi seama adunarea nu este deloc o scădere!).

Fanionul C va fi setat dacă există vreo depăşire în bytul de nivel mai înalt (primul) H şi orice depăşire în al doilea byt va fi transferată automat de către operaţie în H.

Adunarea cu carry

Deoarece sîntem limitaţi la 16 biţi, pentru a opera cu numere mai mari de 16 biţi trebuie să efectuăm o operaţie de înlănţuire ca şi în cazul a 8 biţi. Instrucţiunea **ADC** (Add with carry) operează similar cu **ADD** şi cu aceleaşi registre.

```
ADC  HL, BC
ADC  HL, DE
ADC  HL, HL
ADC  HL, SP.
```

Ultima instrucţiune are o aplicaţie de bază: încărcaţi în **HL** sfîrşitul memoriei folosite de programul dumneavoastră, ecranul (display) şi variabile, scădeţi **SP** şi rezultatul (negativ) va fi cantitatea de spaţiu memorie liber rămasă. Puteţi scrie un program simplu pentru a face aceasta? Răspunsul la sfîrşitul capitolului.

(Continuare în numărul viitor)

CIRCUITE EGALIZOARE

ing. Petre Nicolae

Caracteristica de frecvenţă a sistemelor de amplificare audio este influenţată cu ajutorul circuitelor de corecţie şi reglaj. Acestea compensează neliniaritățile sistemului, în special cele datorate traductoarelor de intrare realizînd o amplificare constantă în toată banda audio.

Egalizoarele constituie o soluţie de vîrf în instalaţiile de sonorizare de înaltă fidelitate, capabile de a satisface pretenţiile cele mai exigente ale auditorului de programe sonore de calitate. Ele reprezintă o extindere a circuitelor de reglare a tonalităţilor pe două sau trei benzi, la întreaga gamă de audiofrecvenţă. În mod obişnuit se aleg următoarele valori ale frecvenţelor pe care se acordează filtrele: 31,25Hz, 62,5Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1KHz, 2KHz, 4KHz, 8KHz, 16KHz. Raportul a două frecvenţe consecutive este egal cu 2, iar egalizorul se numeşte în acest caz "egalizor de octavă". Compuse din filtre selective de ordinul doi şi cuplate în paralel, ele sînt acordate pe frecvenţele enumerate mai sus. Funcţia de transfer fiind de accentuare şi dezaccentuare a frecvenţelor, are forma:

$$A(s)=\frac{s^2+\frac{A_0}{Q}\omega_0 s+\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0^2}{Q}s+\omega_0^2}$$

unde A_0 este amplificarea la frecvenţa centrală f_0 cu $f_0=\omega_0/2\pi$, Q factorul de calitate, iar $s=\omega i=2\pi fi$ ($i=\sqrt{-1}$).

Fig. 1

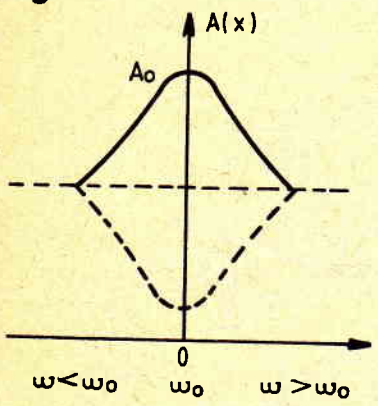


Fig. 2

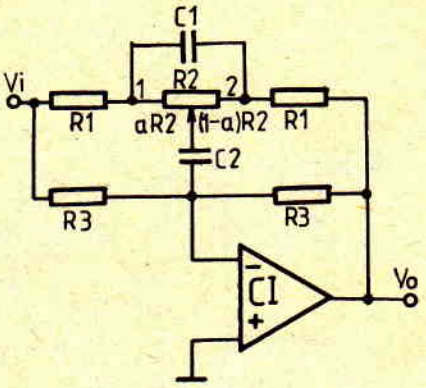


Fig. 4

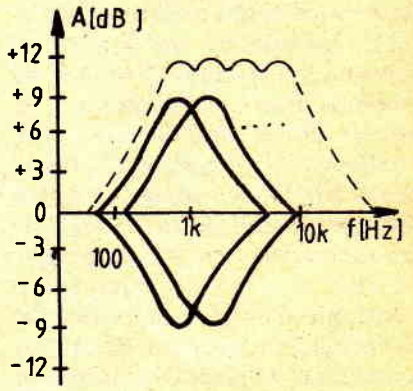


Fig. 3

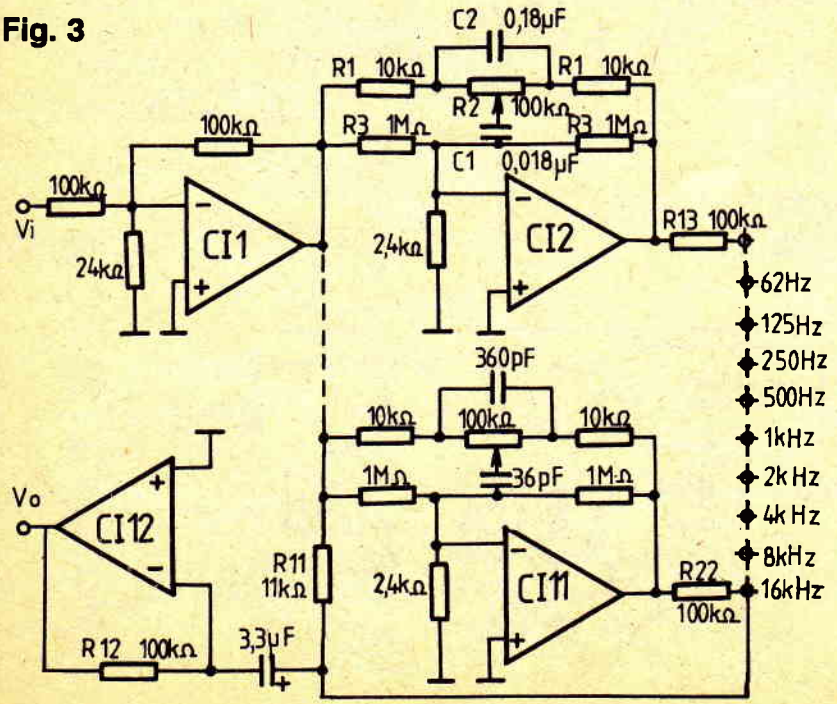


Fig. 5

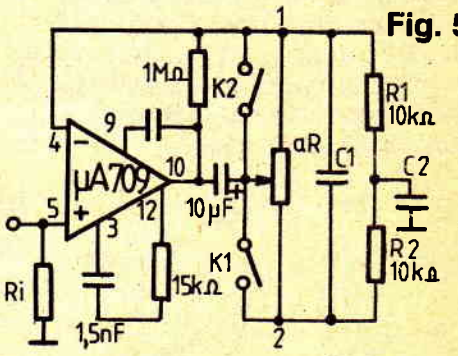
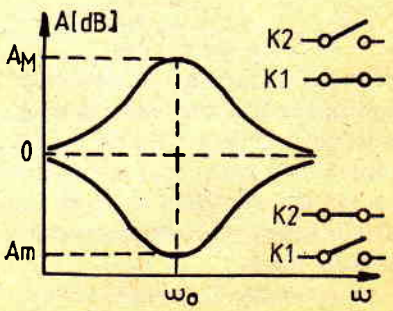


Fig. 6



Caracteristica amplitudine frecvenţă corespunde funcţiei de transfer A(s) şi este de forma:

$$A(\omega)=\sqrt{\frac{(\omega_0^2-\omega^2)^2+A_0^2\omega^2\omega_0^2/Q^2}{(\omega_0^2-\omega^2)^2+\omega^2\omega_0^2/Q^2}}$$

Simetrică în raport cu variabila:

$$x=\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}$$

rezultă: $$A(x)=\sqrt{\frac{x^2+\frac{A_0^2}{Q^2}}{x^2+\frac{1}{Q^2}}}$$

formă sub care este prezentată în fig. 1. A_0 este parametrul care permite accentuarea sau dezaccentuarea frecvenţelor situate în banda centrală, pe frecvenţa f_0. Lăţimea benzii este invers proporţională cu factorul de calitate. În aplicaţiile audio se recomandă un domeniu maxim de reglaj al frecvenţei A_0 de ±12dB. Pentru o ondulaţie a caracteristicii de frecvenţă mai mică de 3dB (cînd toate filtrele egalizorului sînt reglate la maximum) coeficientul Q trebuie să fie cuprins între 1 şi 2. Schema unei celule de filtrare în domeniul audio este prezentată în fig. 2 unde cu R2 se reglează amplitudinea centrală A_0 iar frecvenţa centrală f_0 se fixează cu condensatoarele C1 şi C2. În poziţia mediană a cursorului potenţiometrului R2 amplificarea este unitară în întreaga bandă de frecvenţe, iar în poziţiile extreme se obţine accentuarea maximă A_M şi atenuarea maximă $1/A_m$. Considerînd relaţiile uzuale: R3=10R2 şi C1=10C2 şi efectuînd calculele în complex pentru schema echivalentă a celulei de egalizare, rezultă:

$$\omega_0^2=\frac{2R1+R2}{100R1R_2^2C_2^2}$$

$$A_M=1+\frac{R2}{3R1} \qquad Q=\frac{10}{31}\sqrt{\frac{2R1+R2}{R1}}$$

$$A_m=\frac{1}{A_M} \qquad R1=\frac{R2}{3A_M-3}$$

$$C_2=\frac{1}{2\pi f_0 10R2}\sqrt{2+\frac{R2}{R1}}$$

Schema unui egalizor cu 10 octave folosind celule de filtrare descrise mai sus este dată în fig. 3 iar în fig. 4 caracteristica de frecvenţă a acestuia.

Un alt tip de filtru utilizat în construcţia celulelor de egalizare este prezentat în fig. 5.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 7

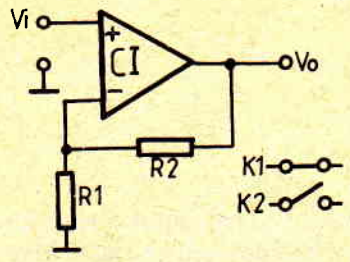


Fig. 8

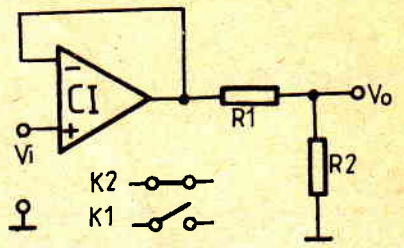


Fig. 9

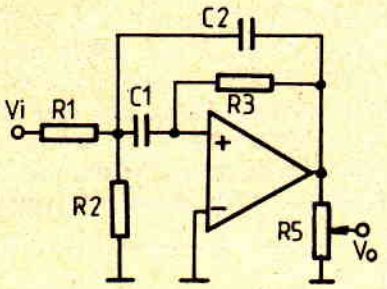
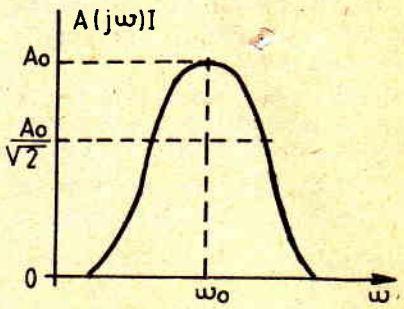


Fig. 10



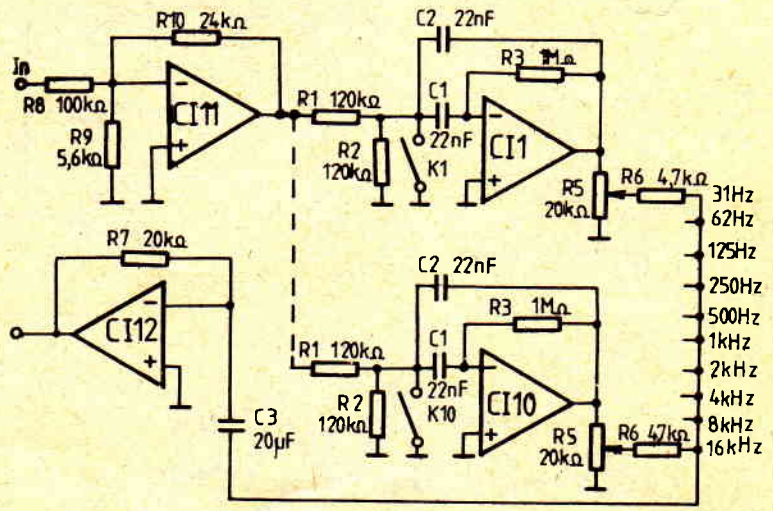
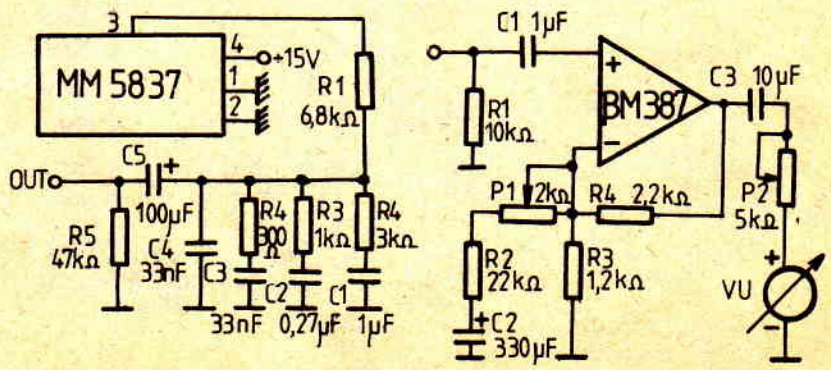


Fig. 11

Fig. 12

Fig. 13



ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ

ing. Emil Marian

(Continuare din numărul trecut)

1.7. Distorsiuni şi perturbaţii care apar în timpul procesului de înregistrare şi redare

Atît la înregistrarea cît şi la redarea informaţiei stocate pe banda magnetică s-au făcut o serie de aproximaţii şi idealizări iniţiale pentru explicarea cît mai clară a modului de lucru şi a fenomenelor fizice esenţiale care se petrec în acest timp. Concluziile obţinute trebuie suplimentate cu o serie de completări şi precizări în scopul punerii în evidenţă a aspectelor practice ale realităţii. În timpul procesului de înregistrare şi redare magnetică apar o serie de fenomene perturbatoare, de care trebuie ţinut cont pentru ca acţiunea lor să fie minimă. Cele mai importante cauze care micşorează calitatea unei înregistrări magnetice sînt următoarele:

— distorsiunile de frecvenţă;
— distorsiunile de nelinearitate;
— zgomotele;
— efectul de copiere a benzii magnetice.

Distorsiunile de frecvenţă care apar în timpul procesului de înregistrare şi redare magnetică a informaţiei sonore stocate pe o bandă magnetică se datorează următoarelor cauze:

— efectul întrefierului capului magnetic de înregistrare;
— efectul de autodemagnetizare;
— efectul de suprafaţă şi al micşorării permeabilităţii funcţie de frecvenţă;
— efectul aderenţei imperfecte a benzii magnetice;
— dimensiunile finite ale întrefierului capului magnetic de redare;
— înclinările relative ale capetelor magnetice.

1.7.1. Efectul întrefierului capetelor magnetice

La înregistrarea cu polarizare de curent continuu, s-a presupus că lungimea întrefierului capului magnetic de înregistrare este foarte mică în raport cu lungimea de undă a semnalului audio înregistrat. Conform acestei ipoteze, intensitatea cîmpului magnetizant B_{AF} nu variază în timpul trecerii unei particule elementare proprii benzii magnetice prin dreptul întrefierului. Acest fapt nu se poate realiza practic datorită următoarelor cauze:

— un întrefier prea îngust este dificil de realizat tehnologic,
— o viteză prea mare a benzii magnetice implică un consum mare al acesteia (soluţie neeconomică).

În mod practic inducţia magnetică B_{AF} variază în dreptul întrefierului. Dacă lungimea întrefierului devine comparabilă cu lungimea de undă a semnalului audio înregistrat, apar distorsiuni importante ale acestuia. Să presupunem că lungimea întrefierului capului magnetic de înregistrare este egală cu jumătate din lungimea de undă a semnalului audio util ce se înregistrează pe banda magnetică. În momentul în care particula magnetică elementară trece prin faţa întrefierului, valoarea inducţiei magnetice B_{AF} poate varia de la maximul pozitiv pînă la minimul negativ. Întrucît la înregistrarea cu polarizare de curent continuu sensul cîmpului magnetic de polarizare H_p este totdeauna acelaşi, inducţia magnetică remanentă B_{REM} este determinată totdeauna de valoarea maximă pozitivă pe care o ia cîmpul magnetic total în timpul cît particula magnetică parcurge cîmpul de înregistrare. Chiar dacă în momentul trecerii prin faţa întrefierului cîmpul magnetic se schimbă (scade), oricum particula magnetică rămîne magnetizată, de valoarea corespunzătoare a cîmpului magnetic maxim H_p+H_{max}, la valoarea B_{REM} max. Dacă între timp cîmpul magnetic îşi modifică valoarea la $H_p - H_{max}$, atîta timp cît particula magnetică stă în faţa întrefierului, inducţia magnetică remanentă cu care a fost magnetizată rămîne la valoarea B_{REM} max. Rezultă faptul că în locul unei diagrame sinusoidale în ceea ce priveşte forma de undă a inducţiei remanente B_{REM}, corespunzătoare unui semnal de audio frecvenţă cu formă de undă sinusoidală, apare practic o magnetizare cu o formă de undă ce prezintă nişte distorsiuni foarte importante. Practic, jumătate din forma sinusoidală a inducţiei magnetice remanente B_{REM} este puternic distorsionată. În fig. 18 s-a reprezentat cazul în care lăţimea întrefierului este egală cu jumătate din lungimea de undă a semnalului audio sinusoidal. Diagramele se întocmesc practic prin reprezentarea a 2 sinusoide normale, cu lungime de undă, care sînt decalate între ele cu valoarea $\delta = \lambda/2$.

În situaţia prezentată de diagramele din fig.18 ($\delta = \lambda/2$ prin realizarea unei extinderi a construcţiei grafice) se observă că de la o înălţime a întrefierului egală cu lungimea de undă a semnalului audio pentru înregistrat, diagrama inducţiei magnetice remanente B_{REM} devine practic o dreaptă. În această situaţie semnalul electric obţinut la redare este nul (doar un zgomot mare de fond). Efectul întrefierului la înregistrarea cu polarizare de curent continuu implică nu numai distorsionarea puternică a semnalului înregistrat dar şi atenuarea acestuia pe măsura creşterii frecvenţei. În momentul în care se îndeplineşte egalitatea dintre lăţimea întrefierului şi lungimea de undă a semnalului înregistrat, frecvenţă la care înregistrarea nu mai este posibilă, se obţine frecvenţa limită de înregistrare la polarizare în curent continuu. Această situaţie nu se poate ameliora decît prin mărirea vitezei benzii magnetice, fapt limitat din considerente economice. Rezultă clar că pe lîngă zgomotul de fond cauzat de neomogenitatea benzii magnetice, înregistrarea ei folosind polarizarea în curent continuu este deficitară datorită efectului de întrefier, care generează atenuarea semnalului şi apariţia unor distorsiuni importante ale acestuia. Din aceste considerente metoda de înregistrare cu polarizare în curent continuu nu se mai utilizează decît pentru semnale audio cu banda de frecvenţă foarte restrînsă (dictafoane, înregistrări TFF etc.). La înregistrarea cu polarizare de înaltă frecvenţă, s-a emis ipoteza simplificatoare potrivit căreia semnalul de audio-frecvenţă nu variază în momentul trecerii unei particule elementare proprii benzii magnetice prin faţa întrefierului capului magnetic de înregistrare. Concomitent, cîmpul magnetic este presupus a avea o formă abruptă la capetele întrefierului (fără componentă tangenţială). În momentul în care lăţimea întrefierului devine comparabilă cu lungimea de undă a semnalului de audio-frecvenţă destinat înregistrării, considerînd şi forma de undă abruptă a cîmpului magnetic din întrefier, distorsiunile inducţiei remanente B_{REM} sînt mult mai mici decît în cazul polarizării în curent continuu. Acest lucru se explică prin faptul că polarizarea în curent alternativ de înaltă frecvenţă generează un cîmp magnetic de polarizare H_p alternativ, astfel încît particula magnetică elementară poate urmări variaţiile inducţiei magnetice B_{AF} şi părăseşte totdeauna întrefierul cu inducţia magnetică remanentă B_{REM} corespunzătoare momentului depăşirii acestuia. Pentru ca această condiţie să fie îndeplinită, este necesar ca frecvenţa curentului de polarizare să fie de cel puţin 4 ori mai mare decît frecvenţa limită superioară a semnalului de audio-frecvenţă înregistrat. Dacă nu se respectă această condiţie apar distorsiuni neliniare datorită fenomenului de histerezis asimetric. În această situaţie, particulele magnetice elementare nu se mai magnetizează cu inducţia remanentă B_{REM} conform caracteristicii de transfer $B_{REM} = f(H_{AF}, H_{IF})$, curba de histerezis fiind deformată. Datorită considerentelor de ordin tehnologic, în mod practic nu se poate construi un cap magnetic perfect, care să genereze un cîmp magnetic în întrefier cu o formă de undă foarte abruptă. Dimensiunile geometrice şi forma capului magnetic de înregistrare, materialul din care acesta este construit, banda magnetică folosită şi mai ales valoarea curentului de polarizare constituie factori care contribuie la aplatizarea formei de undă a cîmpului magnetic (turtirea ei). Lungimea aplatizării cîmpului magnetic, după ce acesta a atins o valoare maximă, este acea distanţă în care intensitatea lui scade la o zecime din valoarea sa maximă. Efectul "turtirii" cîmpului magnetic este micşorarea amplitudinii înregistrării cu atît mai mult cu cît lungimea de undă a semnalului audio înregistrat este mai mică. De aici apare evident importanţa formei cîmpului magnetic la întrefier. Mărimea lungimii efective a întrefierului este însoţită de scăderea intensităţii cîmpului magnetic din acesta echivalentă cu "lungimea" stingerii cîmpului magnetic. Efectul de aplatizare a acestuia depinde indirect de lăţimea întrefierului capului magnetic de înregistrare. În momentul înregistrării semnalelor audio de frecvenţă înaltă, scăderea lină a intensităţii cîmpului magnetic în zona de stingere duce la faptul că, odată cu ieşirea particulei magnetice elementare în mişcare din zona întrefierului, în care cîmpul magnetic este maxim, aceasta este supusă practic unui cîmp magnetic alternativ descrescător. Datorită acestui fapt are loc o mică demagnetizare a particulei, deci şi o scădere a inducţiei magnetice remanente B_{REM}. Această scădere este cu atît mai accentuată cu cît lungimea de undă a semnalului audio înregistrat este mai mică, comparativ cu lungimea stingerii cîmpului magnetic din întrefier (deci la frecvenţele înalte). La înregistrarea semnalelor audio de frecvenţă joasă şi medie, efectul de demagnetizare este minim, iar în mod practic înregistrarea se poate considera lipsită de distorsiuni de frecvenţă.

1.7.2. Efectul de autodemagnetizare

Autodemagnetizarea reprezintă micşorarea amplitudinii inducţiei magnetice remanentă B_{REM} proprie benzii magnetice, după ce înregistrarea a fost efectuată, iar banda magnetică a părăsit zona de acţiune a capului magnetic de înregistrare. Acest efect depinde de valoarea inducţiei magnetice remanente B_{REM}, de proprietăţile magnetice ale benzii înregistrate şi de frecvenţa semnalului audio înregistrat.

(Continuare în numărul viitor)

AMPLIFICATOR DE PUTERE

ing. Marian Laurenţiu

(Continuare din numărul trecut)

C. Indicaţii constructive

La realizarea montajului (fig. 3) al cărui cablaj este prezentat în fig. 2 - scara 1:1 - se impun cîteva cerinţe majore care se cer respectate:

— verificarea atentă a tuturor componentelor folosite;
— folosirea rezistoarelor cu toleranţe mici (preferabile RPM) iar cele de putere să nu difere prea mult de valorile indicate;
— se preferă folosirea condensatoarelor electrolitice cu curenţi mici de fugă şi tensiuni de lucru conform următorului tabel:

Capacitatea	Seria
22μF/25V	EG. 52.48
100μF/63V	EG.52.61
220μF/63V	EG.74.73

— tranzistoarele $T_1 \div T_8$, $T_{11} \div T_{13}$ să aibă factor de zgomot mic;
— grupurile de tranzistoare T_9-T_{10}; T_{14}-T_{15}; T_{16}-T_{17} perfect împerecheate;
— trasarea magistralelor de alimentare (+, ⊥, -) conform cablajului - circa 4 mm;
— perechile de puncte 1-1'; 2-2'; 3-3'; 4-4' se vor uni între ele prin ştrapuri de sîrmă izolată suficient de groasă;
— montajul superdiodă (fig. 4) se va monta prin lipire de radiatoarele tranzistoarelor finale.
— suprafaţa radiatoarelor tranzistoarelor finale va fi de minim 400cm^2;
— inductanţa L se va realiza pe o carcasă de diametru 16mm bobinîndu-se un număr de 10 spire cu conductor CuEm ϕ1 (L≅2μH);
— folosirea soclurilor de siguranţe ED-16 sau ED-17;
— potenţiometrii semireglabili $S_1 \div S_5$ să suporte o putere de minim 0,5W;

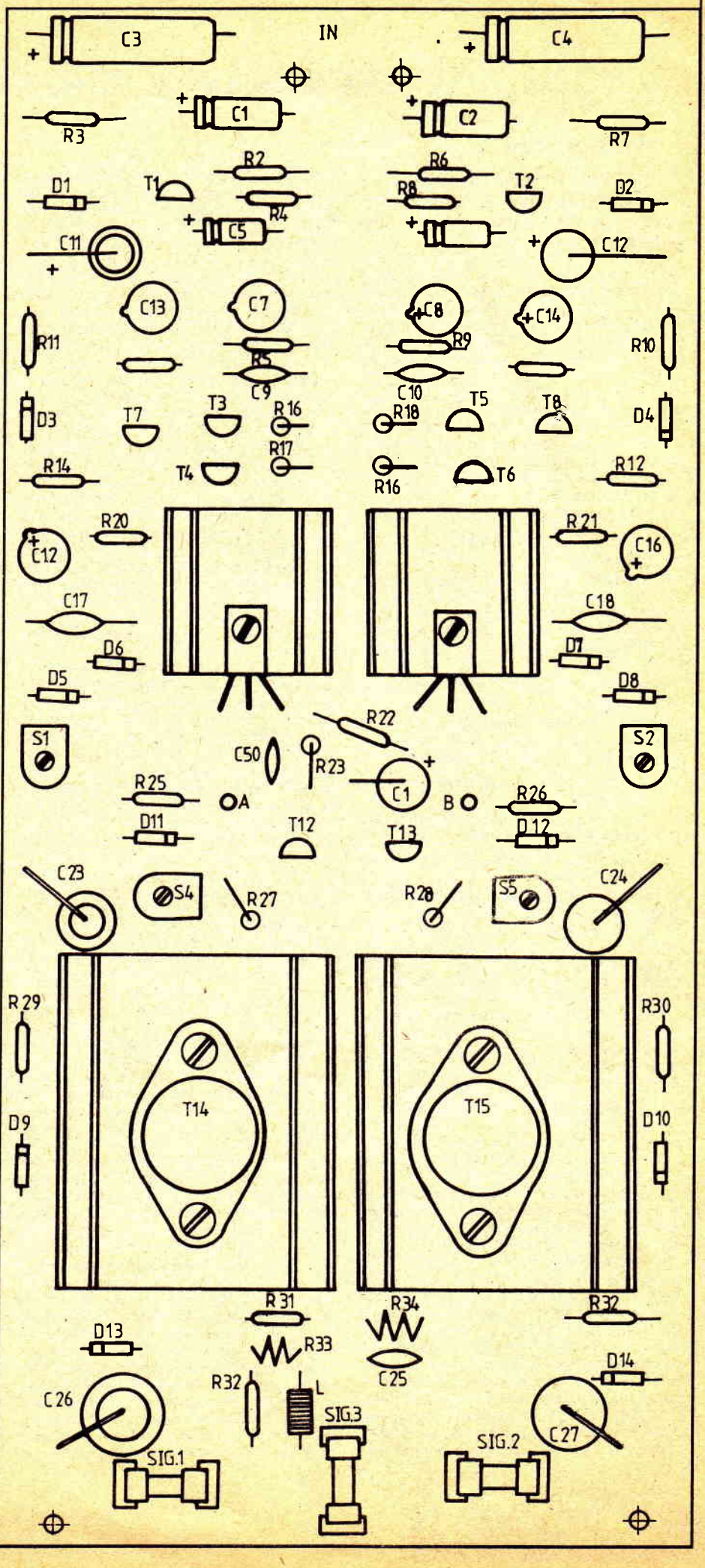


Fig. 3

— conductoarele care unesc tranzistoarele finale cu cablajul să fie suficient de groase;
— folosirea conductorului ecranat la intrarea montajului, cît şi pentru conexiunile care pleacă de la cablaj la potenţiometrul dublu P;
— folosirea vaselinei siliconice la toate tranzistoarele care necesită radiator;
— cositorirea cablajului.

O atenţie deosebită se va acorda realizării radiatoarelor tranzistoarelor T_9, T_{10} şi T_{14}, T_{15} notate a şi b. Ele au forma a două U-uri conform fig. 5. Pentru T_9 şi T_{10} radiatoarele vor fi prevăzute cu cîte o gaură de prindere, iar pentru T_{14} şi T_{15} cîte 4 găuri, două de fixare cu şurub şi două pentru bază şi emitor. La toate tipurile de tranzistoare şuruburile de prindere vor trece prin tranzistor, radiator şi cablaj. Terminalele tranzistoarelor T_9 şi T_{10} vor fi îndoite de la jumătate în unghi drept. În cazul lui T_{14} şi T_{15}, baza, emitorul şi şurubul colectorului fiecăruia vor fi cositorite de cablaj.

Se remarcă folosirea tranzistorului BDX18, complementar cu 2N3055. Dacă se întîmpină dificultăţi în procurarea acestuia se propune folosirea soluţiei prezentată în fig. 6 (bineînţeles pe cablaj se operează modificările corespunzătoare ale traseelor).

D. Punerea sub tensiune a montajului

După execuţia integrală a cablajului, se va trece la efectuarea unor verificări şi reglaje care trebuie executate cu mare atenţie:
— verificarea dublei tensiuni furnizată de etajul redresor al sursei de alimentare;
— se măsoară tensiunea de nul pe sarcină (pentru aceasta se conectează la ieşire o sarcină de 200W/8Ω şi se cuplează tensiunea de alimentare, măsurîndu-se la bornele sarcinii o valoare cuprinsă între 100 şi 150mV);
— se măsoară curentul de colector al tranzistoarelor T_9 şi T_{10} (se scurtcircuitează intrarea montajului cu un fir scurt, se înseriază în colectorul lui T_9 un miliampermetru şi se acţionează semireglabilul S1 pînă cînd aparatul va indica un curent de 25-35mA; operaţia se repetă identic şi pentru T_{10}, de data aceasta acţionîndu-se asupra semireglabilului S_2);
— se reglează curentul de mers în gol al tranzistoarelor finale T_{16} şi T_{17} (se inserează în colectorul lui T_{16} şi apoi în colectorul lui T_{17} un miliampermetru de c.c. după care se va acţiona asupra semireglabilului S3 pînă cînd aparatul va indica un curent de 0,2-0,25A atît pentru un final cît şi pentru celălalt; dacă acest lucru nu este posibil se va verifica: identitatea rezistoarelor R_{33} - R_{34} şi factorul β al tranzistoarelor T_{14}-T_{15}, respectiv T_{16}-T_{17}; după o funcţionare de aproximativ 15-20 minute, timp necesar stabilirii echilibrului termic dintre tranzistoare şi radiatoare, se reajustează aceşti curenţi la valorile indicate);
— se verifică funcţionarea circuitelor de protecţie (se va înlătura scurtul de la intrare şi se conectează la bornele de intrare un generator de semnal care furnizează la ieşirea sa o tensiune de maxim 0,75V la frecvenţa de 1KHz după care se reajustează semireglabilul S_4 pînă cînd la bornele rezistorului R_{33} se va putea citi o tensiune de 0,5V; operaţia se execută identic, acţionîndu-se de data aceasta semireglabilul S_5 pînă cînd va rezulta aceeaşi valoare a tensiunii şi pe rezistorul R_{34});

Lucrînd corect şi îngrijit, urmînd toate indicaţiile tehnice, electrice şi mecanice prezentate, realizatorul montajului va avea deplină satisfacţie.

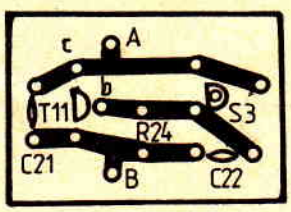
E. Bibliografie

1) N. Drăgulănescu - Agenda radioelectronistului;
2) I.C. Boghiţoiu - Electronica peste tot,
3) I.P.R.S. Băneasa - Catalog de tranzistoare 1989 ♦

TIP TRAN.	FIG.	l_1 (mm)	l_2 (mm)	a_1 (mm)	a_2 (mm)	a_3 (mm)	g (mm)	Nr. buc	L (mm)	S (cm^2)
T9 . T10	a	27	30	30	13	2,5	3	2	30	48
T14,T15	b	67	70	60	42	2,5	3	1	100	366

FORMA ŞI DIMENSIUNILE RADIATOARELOR TRANZISTOARELOR BD 439 , BD 440 şi 2N 3055 , BDX 18
L = LUNGIMEA RADIATOARELOR (CORESPUNDE CU DREPTUNGHIURILE PUNCTATE DE PE CABLAJ)
S = SUPRAFAŢA APROXIMATIVĂ A RADIATORULUI

Fig. 4



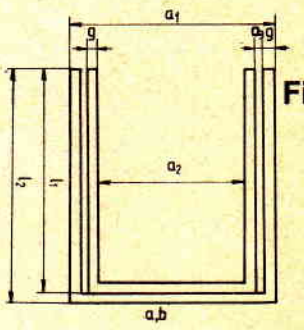


Fig. 5

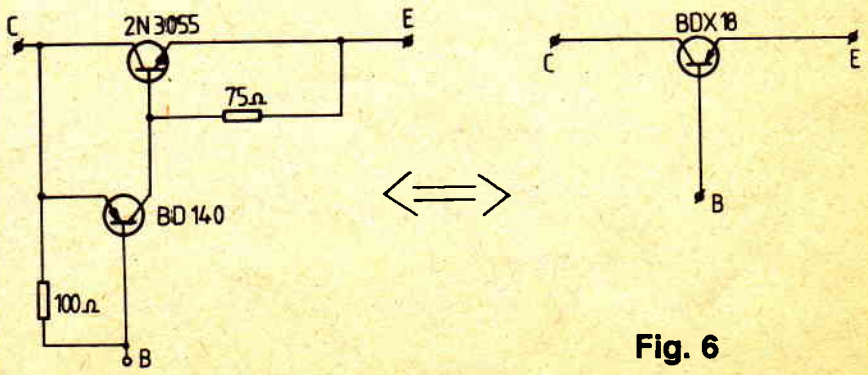


Fig. 6

ECHIPAMENTUL DE TRAFIC PENTRU RADIOAMATORI

A.N. - Y03DKM

(continuare din numărul trecut)

Pentru polarizare se utilizează tranzistoare BC108, cu ajutorul cărora se realizează şi o stabilizare termică a punctelor statice de funcţionare.

Cuplajul între etaje utilizează linii, avînd dimensiunile şi impedanţa caracteristică specificate pe schema electrică.

Un amplificator cu calităţi deosebite este ilustrat în fig. 27. Utilizează două tranzistoare de tipul BFT65. Poate amplifica semnalele cu frecvenţa cuprinsă în domeniul 1 ... 1000MHz, asigurînd un cîştig de minim 20dB, cu un factor de zgomot F<5dB la frecvenţa de 1000MHz ($R_L=R_G=60\Omega$). Consumă aproximativ 28mA de la o sursă de 12Vcc.

Şocurile de RF, Dr. 1 şi Dr. 2 conţin cîte două spire din CuEm de 0,25mm grosime, bobinate pe cîte un miez de ferită de înaltă frecvenţă. L1 şi L2 se realizează în aer avînd diametrul de 2,5mm şi cîte 3 spire din CuEm, ϕ=0,3mm.

Schema din fig. 28 asigură un cîştig de 32dB în banda 30 ... 900MHz. La 800MHz prezintă un zgomot de 5dB, dacă se utilizează tranzistoare de tipul BFS55 iar la intrare un BFR34. Alimentarea se face de la o sursă de 24Vcc. Şocurile de radiofrecvenţă au aceleaşi date cu cele ale montajului precedent.

În toate cazurile prezentate mai sus, pentru obţinerea performanţelor menţionate sînt necesare realizări practice îngrijite, cu ecranele corespunzătoare, inclusiv cele între etaje, piesele să fie de bună calitate iar terminalele vor avea lungimea cît mai mică posibil (optim 1,5 - 2mm). Să nu uităm că un terminal împreună cu o capacitate parazită rezonează în gama sutelor de MHz şi transformă uşor un amplificator în oscilator.

(Va urma)

Fig. 27

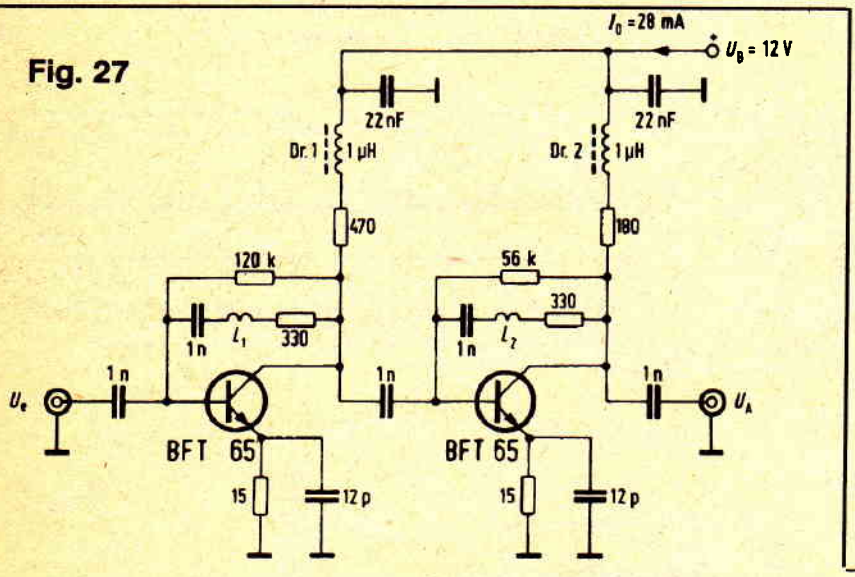
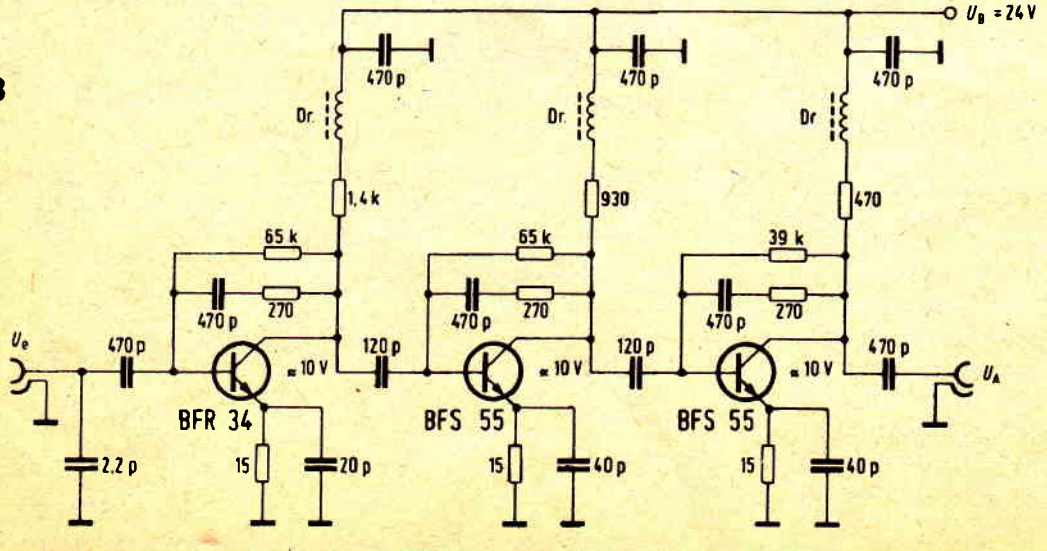


Fig. 28



AVERTIZOR SONOR AUTO

Gaudenţiu Vărzaru

(Continuare din numărul trecut)

În acest interval două circuite integrate MMC4016 au cîte o intrare de CONTROL activă astfel încît un comutator din fiecare cip este trecut în starea DESCHIS. Astfel printr-unul din comutatoare este introdus un condensator în schema astabilului realizat cu βE555, iar prin cel de-al doilea este transmis un potenţial pe intrarea 1 a aceluiaşi circuit. Dacă se aplică potenţialul masei (există un eveniment ce trebuie să fie semnalizat) circuitul va genera la ieşirea sa un semnal electric ce va fi transformat în semnal acustic de către difuzor.

După un interval de timp egal cu o perioadă a semnalului de ceas se decodifică altă ieşire a numărătorului 4022. Acum alte două comutatoare sînt în starea DESCHIS, iar în continuare funcţionarea decurge ca mai sus. Deoarece condensatoarele introduse de comutatoarele din CI3 au valori diferite se obţin frecvenţe diferite pentru fiecare ieşire decodificată. Montajul permite astfel sesizarea apariţiei simultane a două sau mai multe evenimente şi semnalizarea lor diferenţiată. Tonurile pot fi reglate prin alegerea convenabilă a valorilor condensatoarelor C_3, ..., C_6 sau a rezistoarelor R_3 şi R_4 conform formulei: $f=1/0{,}693(R_3+2R_4)C$, unde C poate fi pe rînd C_3, C_4, C_5 sau C_6. Rezistoarele R_5, ..., R_8 au rolul de a menţine în "1" intrările CI_4 în cazul lipsei potenţialului de masă. Dioda D_1 a fost prevăzută pentru protecţia la supratensiuni. Condensatorul C_9 are rolul de decuplare, iar R_9 limitează curentul prin dioda elecroluminiscentă D_2. Pentru urmărirea funcţionării schemei se dau şi formele de semnale din fig. 2.

Detalii constructive

Pentru obţinerea unui gabarit cît mai mic se foloseşte cablajul dublu placat. Desenele celor două feţe sînt date în fig. 3 (a şi b). Plăcuţa de cablaj imprimat se plantează cu piese conform desenului de ansamblu din fig. 4, după care se introduce într-o cutie din material plastic. Amplasarea acesteia rămîne la latitudinea constructorului, dar trebuie respectate cîteva condiţii: să fie situată departe de sursele de căldură, să fie ferită de acţiunea directă a apei, prafului, substanţelor chimice (ulei, benzină), iar conductoarele de legătură să fie cît mai scurte. Recomandabil ar fi amplasarea cutiei în interiorul habitaclului. În acest caz dioda electroluminiscentă va fi montată chiar pe cutie, iar casca în interiorul ei. În fig. 5 se arată modul de conectare a avertizorului la circuitele electrice ale automobilului.

Lista de piese: CI_1, CI_5 - βE555N, CI_2 - MMC4022G(H), CI_3, CI_4 - MMC4016G(H); D_1 - PL15Z, D_2 - MDE1101, C_1 - 56μF/20V, C_2, C_4 - 2,2nF, C_3 - 1nF, C_5 - 3nF, C_6 - 4,7nF, C_7 - 100nF, C_8 - 10nF, C_9 - 100μF/20V, R_1 - 2,4KΩ, R_2 - 11KΩ, R_3, $R_5 \div R_8$ - 100KΩ, R_4 - 15KΩ, R_9 - 1,5KΩ, R_{10} - 47Ω, difuzor (4 sau 8Ω) sau cască.

Punerea în funcţiune

Dacă sînt realizate corect desenele cablajului, plantarea componentelor, lipiturile şi interconectările cu circuitele electrice ale automobilului, punerea în funcţiune nu prezintă nici o problemă. La acţionarea cheii de contact în

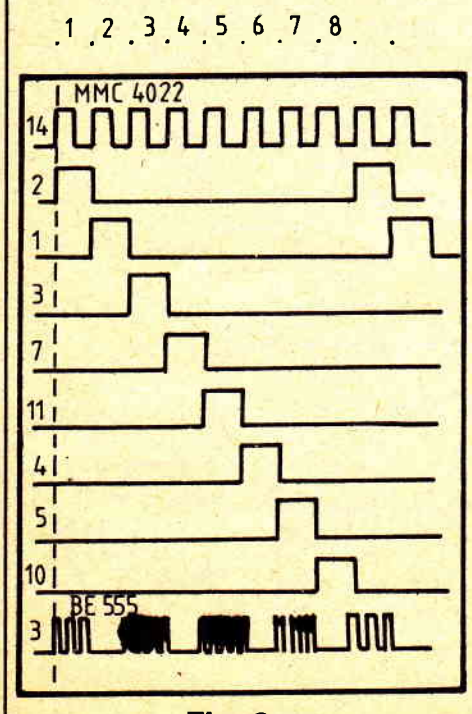


Fig. 2

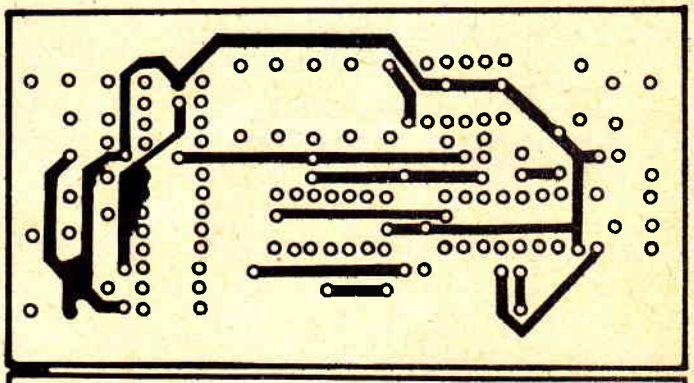


Fig. 3a

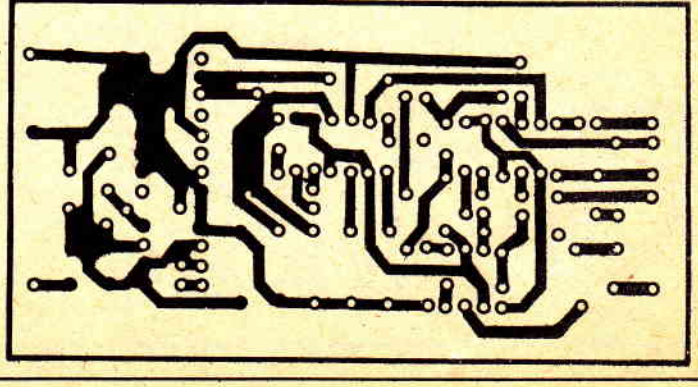
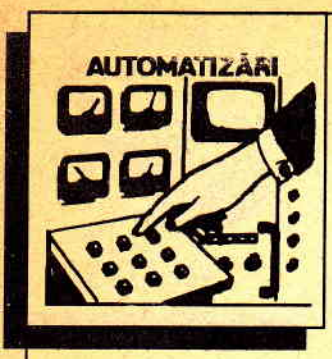


Fig. 3b



SONERIE MULTITONALĂ

Dan Ţapicu

Realizarea unei sonerii muzicale se simplifică foarte mult în cazul în care constructorul amator deţine un circuit integrat specializat în generarea de melodii.

Un astfel de circuit este MMC 334/X produs de Microelectronica. Numărul X indică melodia înregistrată în memoria circuitului. Melodia conţine 64 de note.

MMC 334 se alimentează la o tensiune continuă V_{DD} mai mică decît 5V. Circuitul integrat, realizat în tehnologie CMOS, este încapsulat în format mini dip. Cei 8 pini ai săi au următoarele semnificaţii:

1 - CMD - intrare impuls pentru pornirea melodiei;
2 - GND - masă;
3 - OSC OUT - ieşire oscilator;
4 - OSC I N - intrare oscilator. Între pinii 3 şi 4 se conectează un rezistor între 30 şi 470KΩ care fixează viteza de generare a melodiei;
5 - BUSY - ieşire care în repaus este V_{DD}, iar în timpul generării melodiei este GND;
6 - OUT2 - ieşire semnal de melodie;
7 - OUT1 - ieşire semnal de melodie în contratimp cu OUT2;
8 - V_{DD} - tensiune de alimentare .

La aplicarea unui impuls pozitiv pe pinul CMD circuitul generează la pinii 6 şi 7 semnale în contratimp ce constau dintr-o secvenţă de 64 de trenuri de impulsuri de diferite frecvenţe. La sfîrşitul acestei secvenţe, în cazul în care pe pinul CMD există potenţial de masă, circuitul intră în aşteptare, în această stare consumul de curent fiind infim.

Schema bloc a soneriei este prezentată în fig. 1. Sursa de alimentare transformă tensiunea de reţea de 220V, 50Hz în tensiune continuă de 5V. La aceasta se alimentează atît generatorul de melodie cît şi amplificatorul de impulsuri.

Comanda de start este dată de butonul de sonerie. Semnalul dat de generatorul de melodie se poate aplica direct de la ieşirile în contratimp unui buzer piezo. În cazul că este necesară o intensitate sonoră mai mare (pentru ca soneria să fie auzită de la distanţă) semnalul este trecut printr-un amplificator de impulsuri (A1) şi aplicat unui difuzor de 3W, 8Ω.

Fig. 2 prezintă schema electrică a soneriei. Butonul de sonerie se conectează între S1 şi S2. Circuitul integrator R1, C1 elimină efectul de vibraţie a contactului butonului de sonerie. R2 asigură viteza de redare a melodiei. Constructorul amator poate

poziţia de lucru se aprinde dioda electroluminiscentă indicînd faptul că avertizorul este alimentat. Se trage frîna de mînă; un semnal acustic periodic este generat în cască sau difuzor. Semnalul încetează la eliberarea frînei de mînă. Se acţionează frîna de serviciu; un semnal acustic de altă frecvenţă decît primul este generat cu aceeaşi perioadă ca primul, pînă în momentul eliberării frînei.

Pentru componentele date se obţin 4 frecvenţe în spectrul audio avînd aproximativ următoarele valori: 8KHz, 5KHz, 3,7KHz şi 2,4KHz. Perioada de baleiere a sesizorilor este de circa o secundă.

Bibliografie

Circuite integrate CMOS. Manual de utilizare - Microelectronica

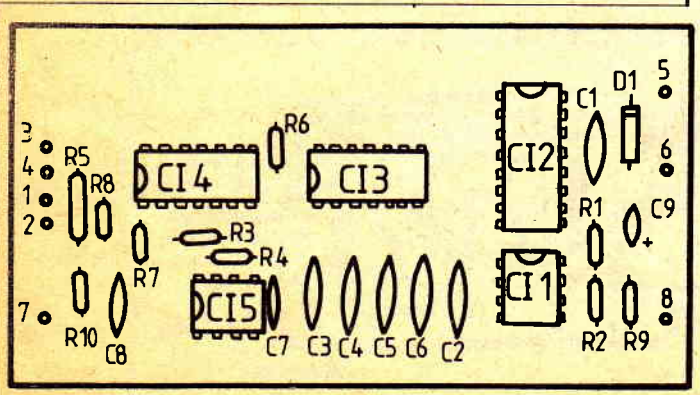


Fig. 4

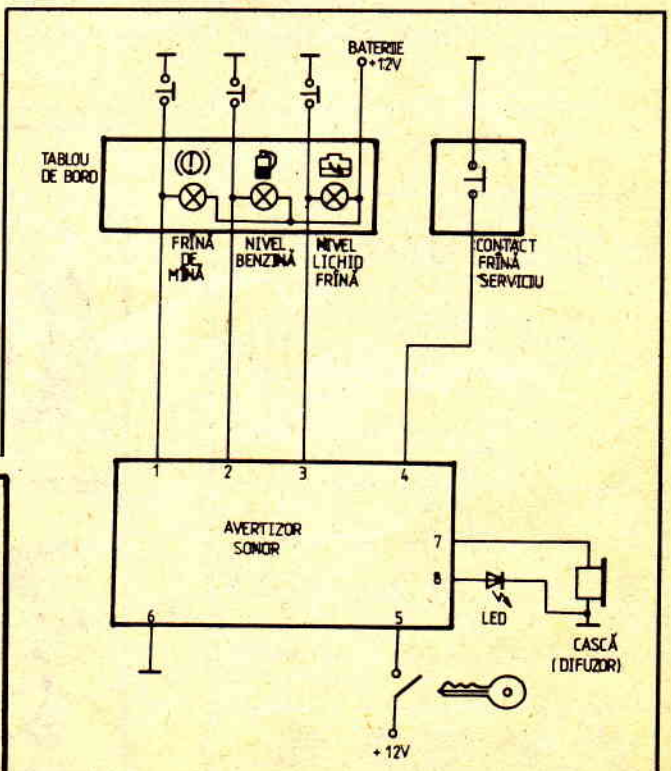


Fig. 5

ajusta această viteză prin alegerea valorii rezistorului R2 conform gusturilor sale. Tranzistorul T3 amplifică şi inversează semnalul BUSY. Semnalul ce apare la borna B (potenţial de masă printr-un rezistor de 1KΩ (R9) pe timpul generării melodiei) se poate utiliza pentru telecomandă prin cablu. R7 limitează curentul de bază al tranzistorului T3 iar R8 asigură blocarea luiT3. Amplificatorul de impulsuri este realizat cu tranzistoarele T1 şi T2. R3 şi R5 sînt rezistori de limitare a curentului iar R4 şi R6 asigură blocarea celor două tranzistoare. D2 este diodă de protecţie pentru T2 la comutarea pe sarcină inductivă (difuzorul conectat între bornele d1 şi d2). La bornele de ieşire b1 şi b2 se poate conecta un buzzer piezo. Legarea la reţea (220V, 50Hz) a circuitului se face prin bornele r1 şi r2. Tensiunea este scăzută prin intermediul transformatorului de sonerie (TR). Prin siguranţele F1 şi F2 (fire subţiri) secundarul transformatorului se conectează la puntea redresoare P. Filtrajul este asigurat de C3 şi C4 iar protecţia la supratensiuni accidentale de DZ. D1 şi C2 asigură decuplarea circuitului integrat protejîndu-l de impulsurile parazite de pe linia de alimentare datorate comutaţiei de curenţi importanţi.

Montajul este realizat pe un cablaj imprimat al cărui desen la scara 1:1 este prezentat în fig. 3. Asamblarea componentelor se realizează conform desenului din fig. 4. Găurile cablajului au diametrul de 1mm cu excepţia celor 3 găuri superioare care au diametrul de 3,2mm. Prin aceste 3 găuri placa se fixează pe transformatorul de sonerie. Cu un voltmetru de curent alternativ se determină cele două borne între care tensiunea este cea mai scăzută (3...4Vc.a.). Firele F1 şi F2 se leagă astfel încît să primească tensiune de la aceste borne. La d1 şi d2 se conectează difuzorul, la S1 şi S2 firele de la butonul de sonerie iar primarul transformatorului se leagă la reţea.

Executat corect, fără a necesita reglaje, montajul trebuie să funcţioneze imediat ce este pus sub tensiune. ♦

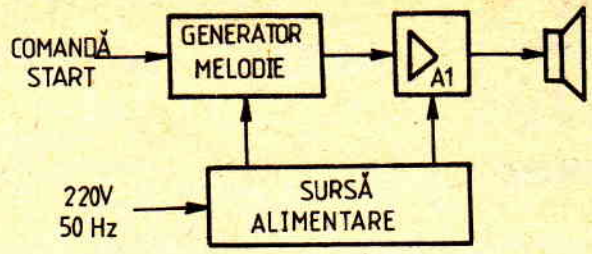


Fig. 1

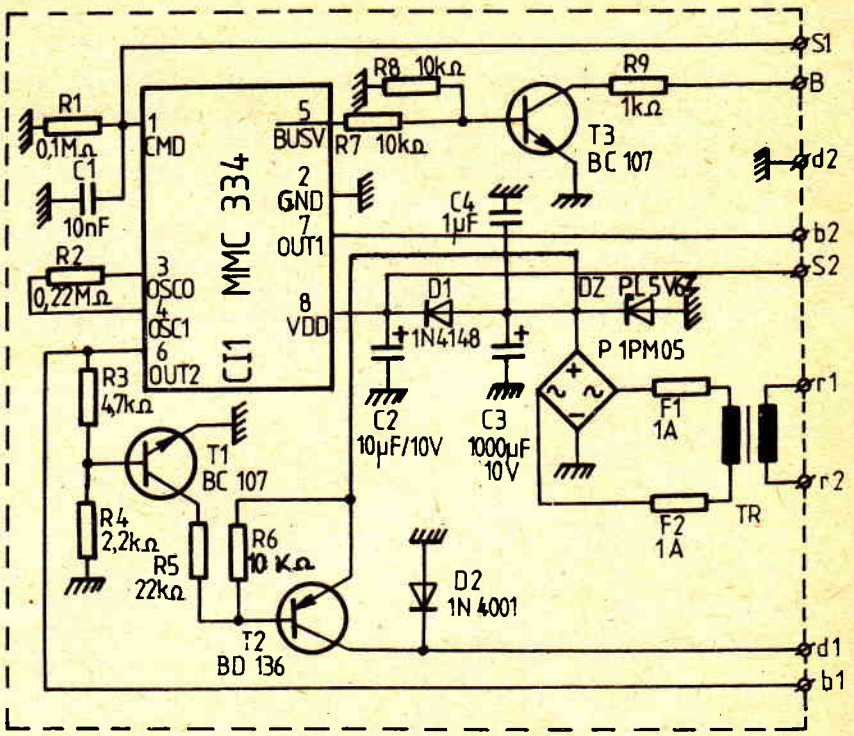


Fig. 2

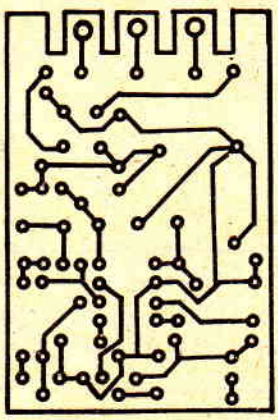


Fig. 3

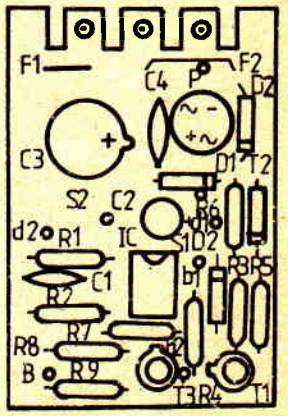


Fig. 4

VIDEO-TV

CIRCUITUL PENTRU COMANDA OPRIRII LA CAPETELE BENZII VIDEO

ing. Şerban Naicu

Sesizarea începutului sau sfîrşitului benzii video trebuie să se facă în videocasetofon în mod automat, în scopul comandării trecerii aparatului pe modul STOP, determinînd frînarea rapidă a rolelor, în scopul de a proteja banda magnetică.

Majoritatea aparatelor prezintă şi posibilitatea de rebobinare automată a casetei atunci cînd banda a ajuns la sfîrşit.

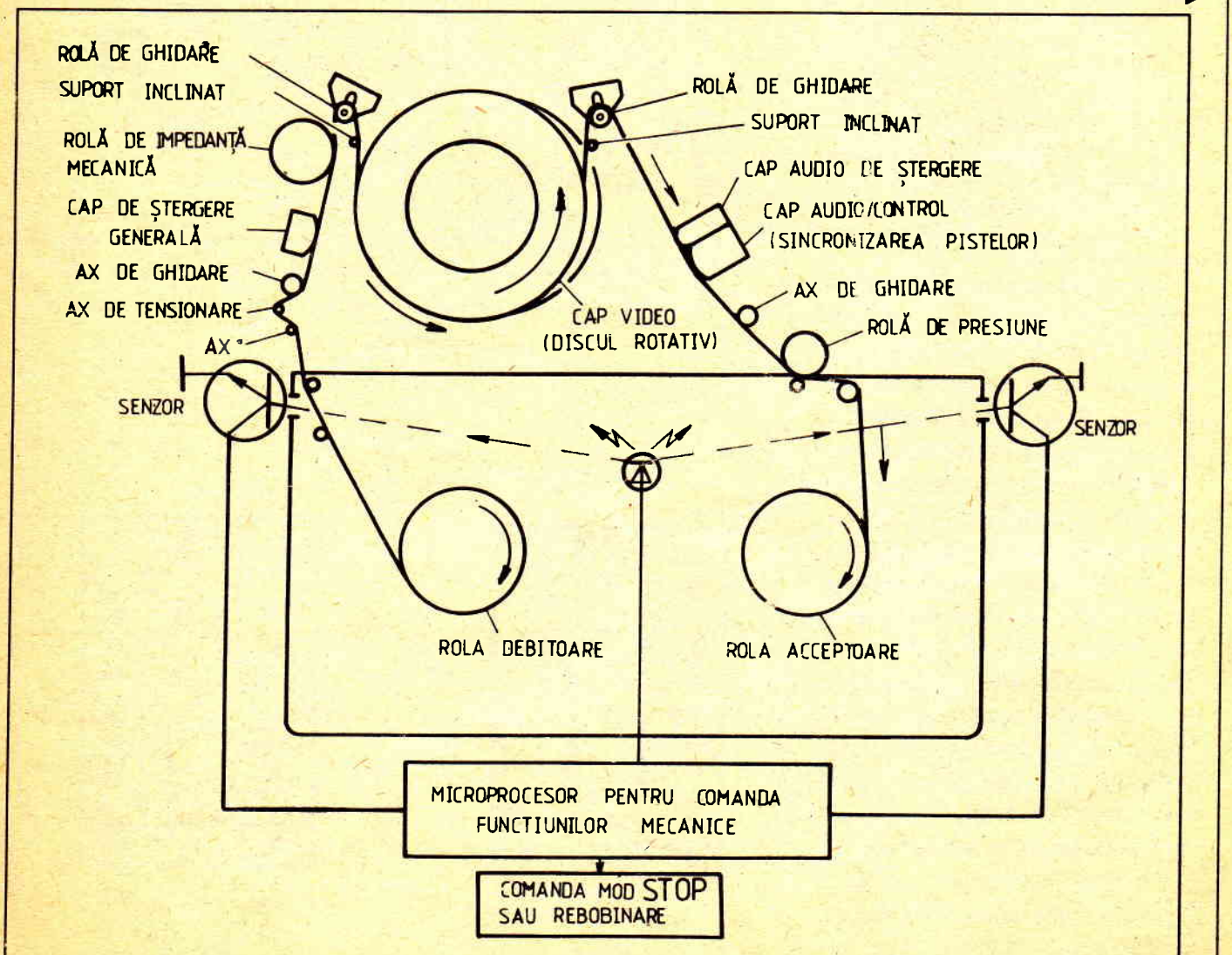
La sistemul VHS, cel mai răspîndit, benzile video prezintă la ambele capete o porţiune de transparenţă.

Principiul de realizare a opririi la capetele benzii se poate urmări în figură.

Video-ul prezintă o sursă de lumină (bec sau LED-diodă electroluminiscentă) montată pe un suport care pătrunde printr-un orificiu, special destinat, situat aproximativ în centrul casetei video. Prin cele două orificii situate în lateralele casetei, razele de lumină pot ajunge, prin interiorul casetei, la cei doi senzori, respectiv la bazele celor două fototranzistoare.

În timpul rulării casetei, prin opacitatea benzii magnetice, lumina nu poate ajunge la senzori. Cînd banda a ajuns la unul din capete, prin porţiunea ei transparentă este comandat unul dintre senzori, care acţionează asupra microprocesorului, acesta, la rîndul său, transmiţînd la motoare comanda STOP.

Unii dintre posesorii de aparate video au remarcat că, uneori, la mijlocul unei casete se produce oprirea bruscă şi rebobinarea ei, fără ca aparatul să prezinte vreo defecţiune. Explicaţia constă în faptul că, pur şi simplu, pe acea porţiune a benzii video s-a zgîriat emulsia magnetică de pe



ANTENĂ DE EXTERIOR PENTRU RECEPŢIA U.I.F

Anastase Gheorghe

Traducere după revista "Radio" (U.R.S.S.) Nr. 8, Anul 1990, Pag. 50.

În ultimii ani s-au dezvoltat mult transmisiile de televiziune în gama undelor decimetrice. De aceea, o mare importanţă se acordă realizării antenelor simple pentru recepţia programelor T.V. în gama U.I.F., care să aibă o lărgime de bandă de recepţie adecvată şi un coeficient de amplificare care să permită obţinerea unei recepţii sigure la cîteva zeci de km distanţă de centrul de emisie. Acestor cerinţe le răspund în totalitate antenele cu vibratori logaritmici, care au o construcţie nu prea complicată, lărgimea benzii de frecvenţă importantă şi nu necesită construcţii prea complicate. Totuşi, în literatura de specialitate, algoritmul de calcul pentru vibratori complicaţi a fost dat schematic. Desigur, un calcul precis al A.V.L. (Antene cu Vibratori Logaritmici), ţinînd seama de multipli factori ce influenţează recepţia, este complicat, dar există şi o metodică simplă de calcul. Această metodă permite construirea antenei comprimînd aceşti parametri, cum ar fi: coeficientul de directivitate şi gama de frecvenţă de lucru.

Este cunoscut că la antenele cu vibratori logaritmici, lungimea vibratorilor şi distanţa dintre ei trebuie modificate cu factori τ (pentru lungime) şi respectiv σ (pentru distanţa dintre vibratori). Parametrii τ şi σ sînt legaţi între ei prin relaţia:

$\tau=0{,}25\times(1-\sigma)\times\mathrm{ctg}\alpha$

unde α = unghiul dintre axul antenei şi linia ce uneşte capetele vibratorilor.

Se recomandă alegerea parametrilor indicaţi în funcţie de coeficientul de directivitate (graficul din fig. 1).

În fig. 1 se subînţelege faptul că în afara valorilor optime ale lui τ, σ este neînsemnat, pentru un coeficient de directivitate dat al antenei.

Este cazul să menţionăm că numărul vibratorilor N ai antenei depinde în principiu de τ (τ creşte odată cu N), iar dimensiunile antenei cresc cu mărimea σ.

În afară de aceasta, valoarea optimă a lui σ depinde de minimul coeficientului undei statice şi pentru creşterea lui, diagrama (caracteristica) de directivitate este multilob.

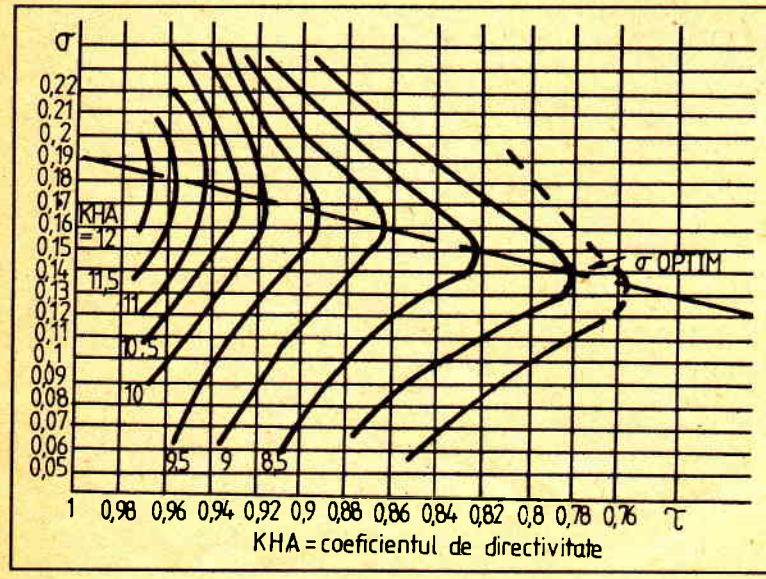


Fig. 1

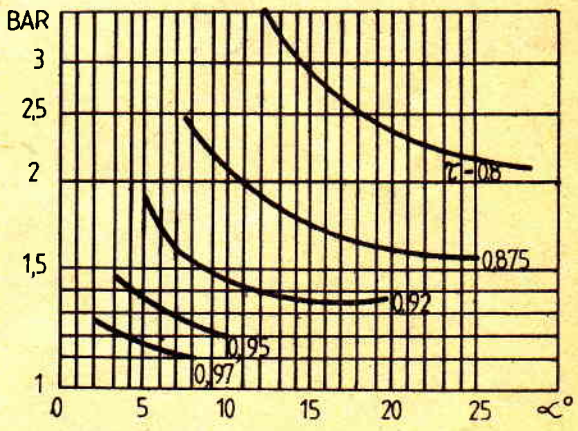


Fig. 2

bandă, aceasta prezentînd un punct transparent, suficient razei de lumină să ajungă la unul dintre fototranzistoare şi să se comande modul STOP. Soluţia constă în înlăturarea acelei porţiuni din bandă, sau, şi mai simplu, derularea (eventual manuală) a benzii încît acel punct să fie depăşit, banda putînd fi vizualizată în continuare.

Modul de sesizare şi comandă a capetelor de bandă este necesar să fie cunoscut în special în efectuarea unor operaţiuni practice de depanare videocasetofonului. Astfel, se va observa că nu se pot efectua unele manevre cu aparatul (cum ar fi rularea benzii) în absenţa casetei din acesta. Uneori este necesar acest lucru, în vederea urmăririi unor mecanisme pe care caseta le maschează. Soluţia constă în obturarea sursei de lumină (cu un degetar "opac") şi astfel motoarele vor primi comenzi de la microprocesor, ca şi cum caseta ar fi încărcată. Atenţie şi la microîntrerupătoarele (sau fototranzistoarele) care sesizează poziţia casetei în aparat, prezentate într-un număr anterior al revistei noastre.

Dacă videocasetofonul are ca sursă de lumină un bec, acesta se montează într-un circuit care, la arderea lui, comandă trecerea aparatului în modul STOP, pentru a nu se produce avarii cînd banda ajunge la unul dintre capete (în funcţie de sensul rulării). ♦

Pentru aceasta, se calculează unghiul α din formula:

$tg\alpha=(1-\tau)\times 4\sigma$

Pentru aflarea lungimii aproximative a antenei L şi numărul vibratorilor N, se află lărgimea "activă" a părţii antenei B_s, prin care se înţelege zona unde se află vibratorul rezonant cu alţi doi alăturaţi de el, din relaţia: $B_s=B\times B_{ar}$, unde $B=f_{max}\times f_{min}$, este coeficientul de acoperire a intervalului frecvenţei de lucru iar B_{ar} un coeficient ce caracterizează lărgimea părţii "active". Coeficientul B_{ar} se recomandă a fi ales (rezultînd din τ şi α) din graficul prezentat în fig. 2.

După aceasta, lungimea primului vibrator, întotdeauna $v_{max}/2$, determină lungimea antenei după formula:

$$L=\frac{v_{max}}{4}\left(1-\frac{1}{B_s}\right)ctg\alpha$$

Numărul necesar al vibratorilor se determină orientativ cu relaţia:

$$N=1+\frac{lgB_s}{lg\frac{1}{\tau}}$$

Pentru aceasta se rotunjeşte valoarea obţinută la numărul întreg apropiat. Calculul parametrilor L şi N se recomandă a fi repetat de cîteva ori, variind τ şi σ într-un interval nu prea mare, pentru micşorarea lungimii antenei şi a numărului vibratorilor. Mai departe se calculează lungimea vibratorilor începînd cu calculul celor corespunzători jumătăţii de lungime de undă maxime a gamei de frecvenţe de lucru şi distanţa dintre ele astfel:

$l_{n+1}=l_n.\tau$

$R_n=0,5(l_n-l_{n+1})ctg\alpha$

Pentru alimentarea antenei logaritmice se foloseşte cablu coaxial de 75Ω.

Dacă pentru o distanţă dată între cele două ţevi ale liniilor colectoare se alege diametrul ţevilor, iar raportul dintre lungimea vibratorilor l_k şi rază este mai mare de 100, coeficientul undei statice nu trebuie să crească mai mult de 1,5÷2 pentru tot intervalul de frecvenţă. Urmează să ţinem seama de scăderea coeficientului de directivitate a antenei cu 0,2dB pentru fiecare dublare a raportului l/r. Curbele din fig. 1 şi 2 au fost calculate pentru: $l/r=125$.

După algoritmul descris mai sus a fost calculată şi construită o antenă logaritmică pentru lucrul în gama U.I.F. - canalele 21÷60 (470÷790MHz). Coeficientul de directivitate a antenei a fost ales la valoarea 8,5. Corespunzător graficului din fig. 1 se găseşte $\tau=0,8$ şi $\sigma=0,15$, $\alpha=17^0$. Din graficul din fig. 2 se determină $B_{ar}=2,1$ şi calculăm $B=1,68$, $B_s=3,35$, $L=375$ mm, $N=7,35$ (deci 7) vibratori (L=lungimea aproximativă a antenei). Cel mai lung vibrator al antenei, pentru $v_{max}/2$, este $l_1=320$ mm, după care urmează:

$l_2=262$mm, $l_5=145$mm

$l_3=215$mm, $l_6=115$mm

$l_4=176$mm, $l_7=97$mm.

Distanţele corespunzătoare dintre elementi:

$R_{1-2}=94$mm, $R_{4-5}=52$mm

$R_{2-3}=77$mm, $R_{5-6}=43$mm

$R_{3-4}=63$mm, $R_{6-7}=35$mm.

Constructiv antena arată ca în fig.3. Ea conţine două linii simetrice colectoare (3) confecţionate din două ţevi aşezate paralel.

Fiecare ţeavă are într-un plan fixaţi 7 elementi vibratori (2), avînd lungimea corespunzătoare cu $l_1/2$, $l_2/2$ şi aşa mai departe. Fiecare vibrator este orientat în partea opusă în raport cu vibratorii alăturaţi. În afară de aceasta, planele în care sînt dispuşi elementii pe fiecare tub sînt paralele iar vibratorii de aceeaşi lungime aşezaţi pe cele două tuburi sînt orientaţi în direcţii opuse.

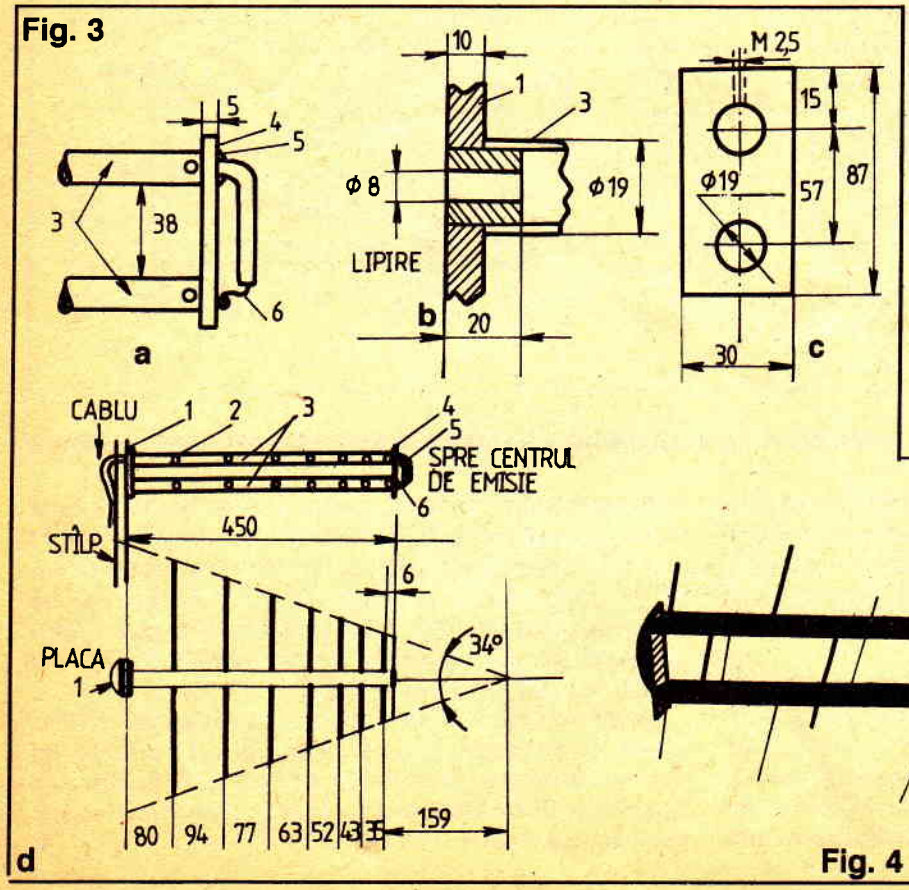
Cablul coaxial cu impedanţa de 75Ω intră în interiorul unuia dintre tuburile liniei colectoare şi este fixat bine pe placa metalică 1, aşezată la distanţa $v_{max}/8$ (=80mm) faţă de vibratorul de lungime maximă l_1.

În fig. 3 este arătată fixarea tubului 3 prin interiorul căruia trece cablul coaxial, pe placa 1. În zona ieşirii cablului, pentru asigurarea rigidităţii construcţiei este prevăzută placa (4) confecţionată din sticlă organică, de grosime 5mm (dimensiunile sînt prezentate de asemenea în fig. 3). Tresa cablului coaxial (5) este lipită la ieşirea din tub iar miezul (6) lipit pe plăcuţa flanşă, terminaţie a celuilalt tub. Linia colectoare se realizează din ţeavă de cupru cu diametrul de 19mm, iar vibratorii din bară de cupru de 4mm. În tuburi au fost perforate orificii pentru fixarea vibratorilor şi s-au efectuat filete M4. De asemenea s-au executat filete şi la capetele vibratorilor pe o lungime de 3÷4mm. După aceasta vibratorii se lipesc cu cositor (Pos-40; 61).

Plăcuţa 1 este confecţionată din alamă. Dimensiunile nu sînt critice şi poate avea grosimea de 5÷10mm.

Aspectul exterior al antenei este arătat în fig. 4. După fixarea acesteia pe acoperiş este necesar a se lua măsurile de protecţie a cablului coaxial împotriva umidităţii şi coroziunii. ◆

Fig. 3



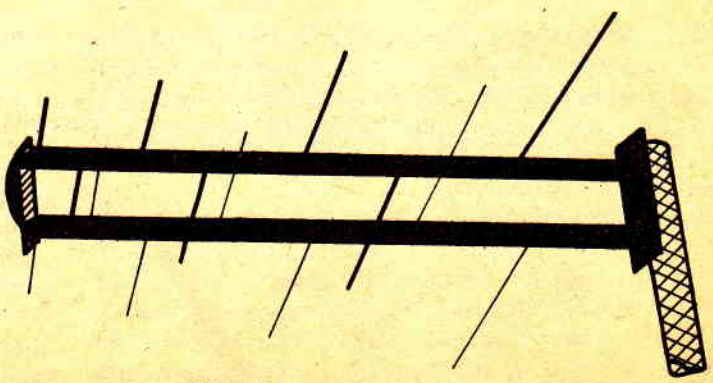


Fig. 4

SURSĂ DUBLĂ DE TENSIUNE

ing. Marin Amlei

(Continuare din numărul trecut)

Sursa dublă de tensiune prezintă următoarele performanţe:

— tensiunea de ieşire: $U_e = \pm 15V$;
— tensiunea de alimentare: $U_{\sim 1} = 17V = U_{\sim 2}$;
— curentul maxim livrat pe ramura pozitivă sau negativă: $I_+ = I_- = 500mA$;
— factorul de stabilitate: $\Delta U/U > 2000$;
— ondulaţii maxime ale tensiunii de ieşire (RIPPLE): $\leq 10mV$;
— protecţia: prin limitare de curent.

Analizînd schema electrică se observă că alimentarea sursei de tensiune se realizează între terminalele $U_{1\sim}$, $U_{2\sim}$ şi masă (GND- GROUND), folosind o sursă dublă de tensiune alternativă de 17V. Condensatoarele C_1 şi C_2 asigură un filtraj de radiofrecvenţă al tensiunilor alternative de intrare. Ele sînt redresate de puntea redresoare P_1, care livrează tensiunile pozitivă şi negativă ce urmează a fi stabilizate. Filtrajul iniţial al tensiunilor este realizat de grupul de condensatoare C_3, C_4 pentru tensiunea negativă şi C_5, C_6 pentru tensiunea pozitivă. În scopul asigurării curentului de sarcină necesar, circuitul integrat ROB 1468 a fost dotat cu tranzistoarele suplimentare externe T1 şi T2. Rezistorii R1 şi R2 aflaţi între baza şi emitorul tranzistoarelor T1 şi T2 s-au dimensionat

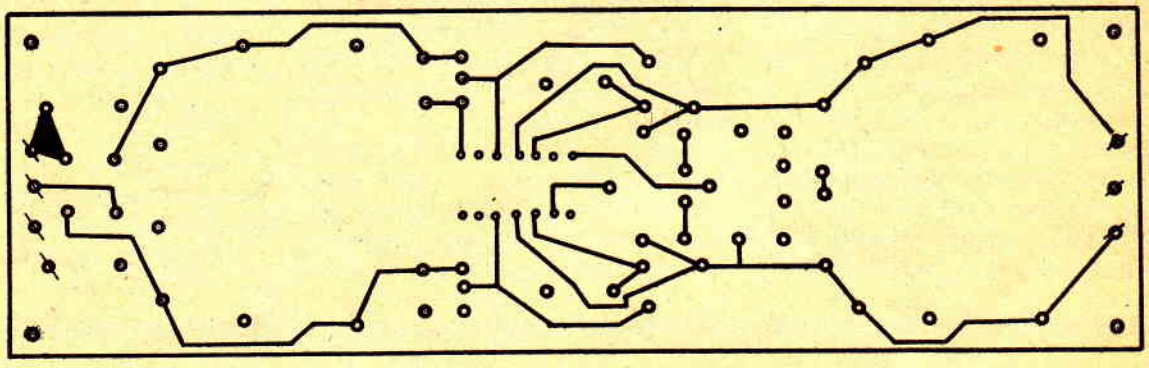


Fig. 3

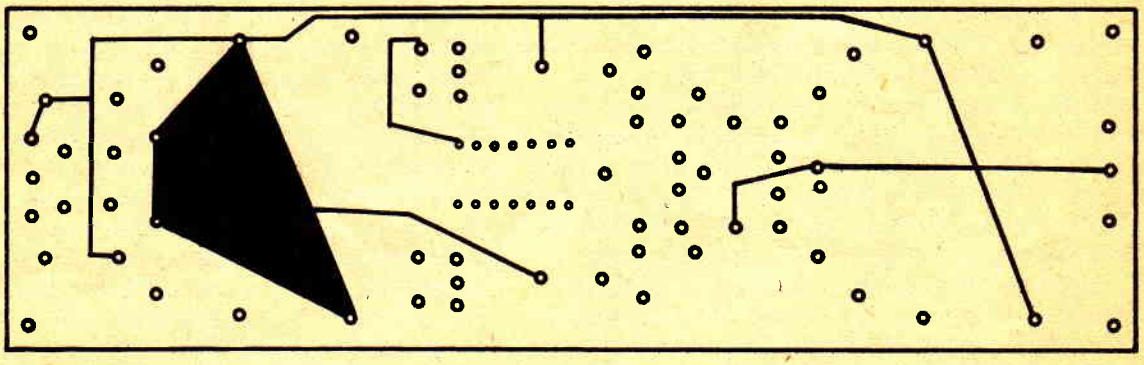


Fig. 4

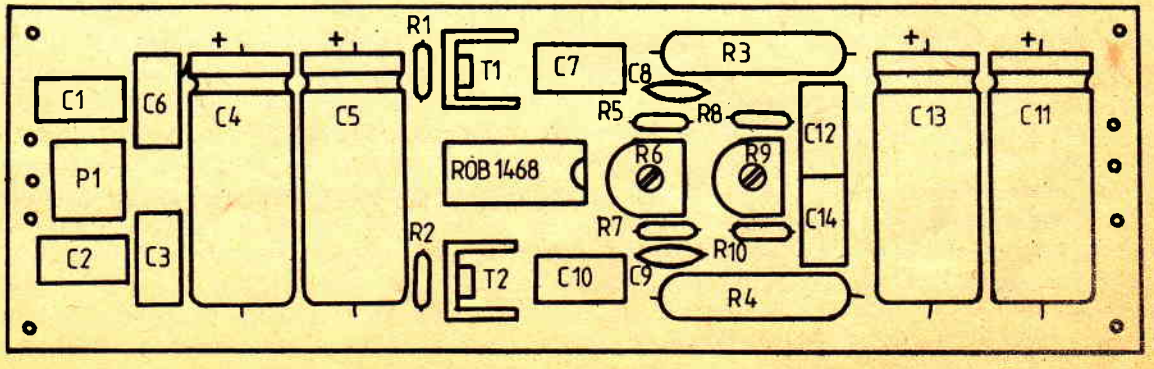


Fig. 5

9.45 AMC

UTILIZAREA OSCILOSCOPULUI

ing. A. Nicolae

(Continuare din numărul trecut)

Dacă în locul lui Lx se conectează o inductanţă cu valoarea cunoscută Le, se pot face măsurători de capacităţi necunoscute Cx. Formula de calcul este $C=1/4\pi^2f^2L$.

Pentru a determina factorul de calitate al unui circuit rezonant se utilizează circuitul din fig. 16 care stă la baza principiului de realizare a Q-metrului. Circuitul de măsurat se conectează la generatorul de semnal prin intermediul unui rezistor nereactiv r de valoare foarte mică (de ordinul sutimilor de ohm). Măsurînd, la rezonanţa circuitului, amplitudinea semnalului la bornele rezistorului (Ur) şi în paralel pe condensator (Uc), se poate calcula factorul de calitate cu formula: Q=(Uc-Ur)/Ur=Ul/Ur.

În cazul osciloscopului, se măsoară pe ecran cele două mărimi în [mm]. Se poate remarca faptul că beneficiind de impedanţa mare de intrare, simultan cu posibilitatea de vizualizare a semnalului, se înlătură pericolul introducerii unor erori de măsură. Trebuie menţionat că impedanţa de ieşire a generatorului va fi zero pentru a lucra corect în situaţia prezentată.

4. Testarea şi depanarea amplificatoarelor

Măsurătorile efectuate asupra amplificatoarelor, cu ajutorul osciloscopului, se concretizează prin vizualizarea tensiunilor, curenţilor şi formei semnalelor în diverse puncte ale montajului. Comparînd forma de undă de la ieşire cu cea de la intrare, se pot depista şi înlătura eventualele nereguli privind factorul de amplificare, distorsiuni, autooscilaţii, regimul de lucru, etc.

Pentru început să analizăm principalele forme de undă caracteristice claselor de amplificare. Orice abateri de la acestea reprezintă anomalii provocate de circuitele de polarizare necorespunzătoare, tranzistoare defecte sau neadaptări ale etajului cu generatorul sau impedanţa de sarcină.

Clasa A (fig. 17 a) În acest caz tranzistorul conduce pe tot parcursul perioadei semnalului şi lucrează în zona activă liniară. Regimul acesta este singurul care amplifică liniar un semnal, dar prezintă dezavantajul că are randamentul scăzut. Polarizarea tranzistorului în repaus trebuie să îndeplinească condiţia:

$$U_{CE}=\frac{E_C}{2}$$

iar în cazul amplificatorului de curent trebuie să verifice relaţia:

$$I_C=\frac{I_M}{2}$$

unde I_M este curentul maxim care poate să treacă prin tranzistor înainte de saturaţie.

Funcţionarea în clasă A

astfel încît s-a acoperit necesarul de curent, atît cel din baza tranzistorului extern cît şi cel necesar unei funcţionări optime a tranzistoarelor finale echivalente de pe fiecare ramură din dotarea internă a circuitului integrat ROB 1468.

Rezistorii R3 şi R4 au fost dimensionaţi astfel încît protecţia electronică să intre în funcţiune atunci cînd curentul de sarcină a depăşit valoarea de 600mA (pe oricare din ramurile de alimentare, pozitivă sau negativă). Pentru asigurarea unei stabilităţi sporite în funcţionare s-au prevăzut două tipuri de compensări. Condensatoarele C7 şi C10 amplasate între masă şi terminalele "compensare+" şi "compensare-" determină eliminarea posibilităţii de apariţie a unor oscilaţii în timpul funcţionării continue. Condensatoarele C8 şi C9 realizează o puternică reacţie negativă de tip serie, în special la frecvenţele înalte, pentru fiecare dintre cele două amplificatoare operaţionale aflate în componenţa circuitului integrat. Astfel se elimină cu desăvîrşire posibilitatea apariţiei oscilaţiilor în regimurile tranzitorii de funcţionare a sursei duble de tensiune (pornire, oprire, creşterea rapidă de curent prin sarcină, etc.). Divizorul de tensiune R5, R6, R7 este prevăzut pentru realizarea reglajului fin al tensiunii negative. Divizorul de tensiune R8, R9, R10 este prevăzut pentru reglajul fin al tensiunii pozitive. Tensiunile de ieşire sînt "netezite" cu ajutorul condensatoarelor C11, C12 (pentru tensiune pozitivă) şi C13, C14 (pentru tensiune negativă).

Realizare practică şi reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuţă de cablaj imprimat din sticlostratitex dublu placat cu folie de cupru. În fig. 3 şi fig. 4 sînt prezentate cablajele plăcuţei (fig. 3 - cablajul dinspre partea fără piese şi fig. 4 - cablajul dinspre partea cu piese). În fig. 5 este prezentat modul de amplasare a componentelor electrice pe plăcuţa de cablaj imprimat. După realizarea cablajului imprimat, componentele electrice se amplasează cu grijă, efectuînd verificarea iniţială electrică şi mecanică a fiecărei piese. Montajul se alimentează de la o sursă dublă de tensiune alternativă U_a=17V, f=50Hz. Se reglează mai întîi tensiunea pozitivă la valoarea de 15V, prin acţionarea cursorului potenţiometrului semireglabil R9. După acest lucru se reglează şi valoarea de -15V a tensiunii negative, acţionînd cursorul potenţiometrului semireglabil R6. Se conectează la ieşirea sursei duble doi rezistori de circa 10KΩ, repetîndu-se reglajele susmenţionate pînă la obţinerea strictă a celor două tensiuni de ieşire ±15V.

După aceste reglaje cursoarele celor două potenţiometre semireglabile se rigidizează cu cîte o picătură de vopsea. Se menţionează că sursa dublă de tensiune se poate folosi şi la obţinerea altor tensiuni de ieşire în intervalul ±15, ±24V, modificînd însă corespunzător tensiunea alternativă de alimentare, astfel încît pe tranzistoarele exterioare să existe o cădere de tensiune de minim 3V. ♦

este folosită mai ales în amplificarea semnalelor mici (de tensiune sau curent) şi mai puţin în amplificatoarele de putere.

Clasa B. Un tranzistor în clasă B este astfel polarizat încît să se afle în conducţie numai într-o jumătate de perioadă a semnalului, adică să fie deschis în timpul unei semialternanţe şi închis pe parcursul celeilalte (fig. 17.b). În repaus, tensiunea măsurată în colector faţă de masă este $U_{CE} = E_C$ (tranzistor blocat). De obicei se alege polarizarea astfel încît $U_{BE}<0,65V$ pentru tranzistoare cu siliciu şi $U_{BE}<0,2V$ pentru cele cu germaniu.

Semnalul la ieşirea unui singur etaj în clasă B are forma unei jumătăţi de sinusoidă, dar dacă se folosesc două etaje în clasă B, montate în contratimp, pe rezistenţa de sarcină se obţine un semnal sinusoidal.

Funcţionarea în clasă B este utilizată în amplificatoarele de putere.

Clasa AB. Regimul de funcţionare în clasa AB este intermediar claselor A şi B, adică elementul amplificator este în conducţie mai mult de o jumătate de perioadă (fig. 17.c). Tranzistorul este polarizat puţin peste limita de deschidere ($I_C>0$), o alternanţă fiind amplificată, iar cealaltă limitată la E_C (tranzistorul blocat). În repaus, tensiunea U_{CE} are o valoare apropiată de E_C. Acest tip de montaj se foloseşte tot în cazul amplificatoarelor de putere care lucrează în contratimp.

Clasa C. Un tranzistor lucrează în clasă C (fig. 17.d) atunci cînd este deschis şi amplifică numai o porţiune a unei semialternanţe. În exemplul din fig. 17.d, tranzistorul *npn* este blocat prin intermediul unei tensiuni negative. În momentul în care $u_{in} + (-U_B) = 0,65$ V tranzistorul se deschide şi amplifică vîrful alternanţei pozitive a tensiunii u_{in}. În repaus, $U_{CE}=U_C$ (tranzistorul blocat).

Datorită conţinutului bogat în armonici, acest montaj se foloseşte ca multiplicator de frecvenţă, iar datorită consumului redus de energie (tranzistorul conduce puţin timp dintr-o perioadă) se utilizează în amplificatoarele de înaltă frecvenţă.

Clasa D. Acest tip de amplificator (fig. 17.e) are cel mai mare randament în utilizarea sursei de alimentare. Mesajul este conţinut într-un şir de impulsuri modulate în durată (linie punctată). Tranzistorul lucrează între limitele blocat-saturat. La demodulare se extrage anvelopa (linia punctată).

Amplificatoarele în clasă D se folosesc curent în telecomunicaţii şi transmisiuni de date cu modulaţia impulsurilor în durată.

Amplificatoare de putere

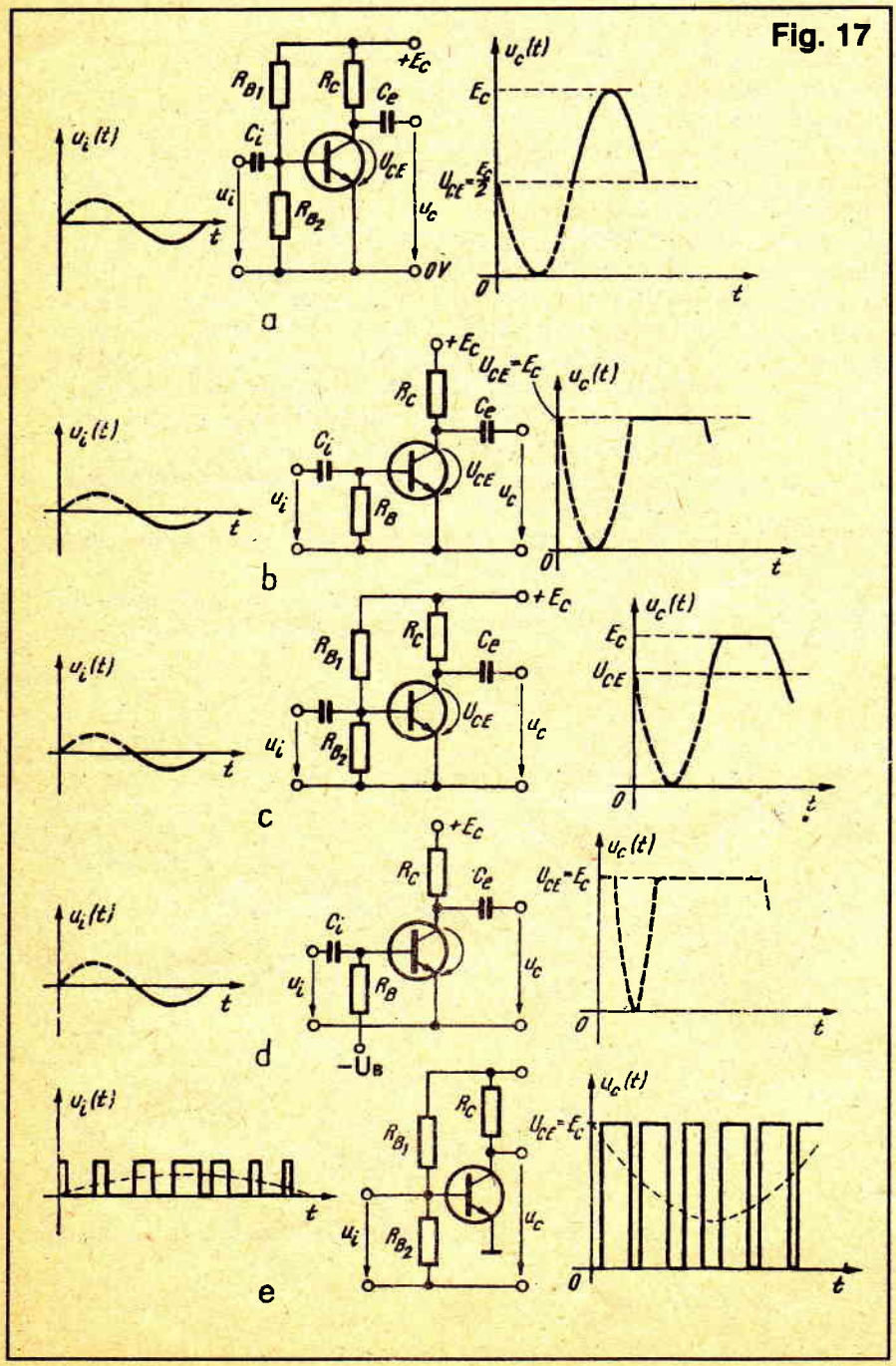
Cele mai utilizate amplificatoare de putere sînt cele în clasă A şi B, avînd diferite configuraţii pentru etajul final.

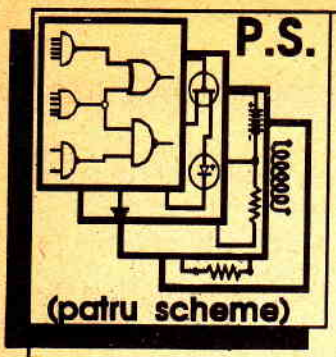
Amplificator clasă A cu ieşire pe transformator

Acest tip se utilizează în cazul puterilor mici şi mijlocii. Sînt simple şi uşor de construit şi reglat. Au dezavantajul unui consum relativ ridicat de curent în repaus. Randamentul de utilizare a sursei de alimentare este destul de scăzut (sub 40%). În fig. 18 este dată schema tipică a unui astfel de montaj. Capacitorul C_i separă galvanic etajul final de etajul anterior, iar rezistoarele R_1 şi R_2 polarizează tranzistorul T.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 17





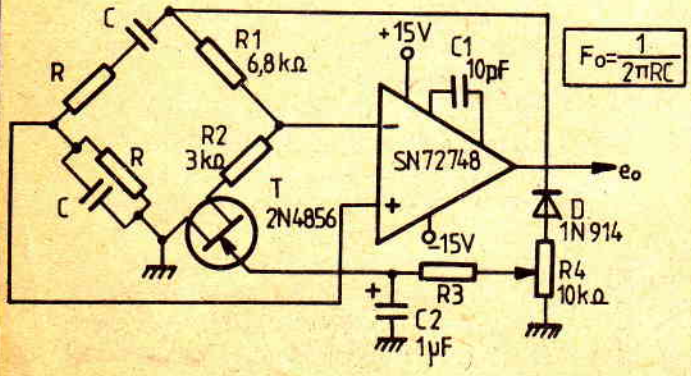
OSCILATOR ÎN PUNTE WIEN

Plasînd o punte WIEN în bucla de reacţie a unui amplificator poate fi realizat un oscilator dacă amplificarea este menţinută la valoarea 3, iar faza este nulă la frecvenţa de rezonanţă ($RC\omega=1$). Dacă cîştigul amplificatorului scade sub valoarea menţionată oscilaţia se opreşte, iar dacă acesta devine superior valorii 3 semnalul devine nesinusoidal ca urmare a intrării în limitare.

În practică, menţinerea constantă a condiţiei de amplificare şi chiar de fază devine greu de realizat datorită variaţiilor în timp ale parametrilor componentelor oscilatorului. Ca urmare, pentru stabilizarea condiţiilor de funcţionare s-a utilizat un tranzistor cu efect de cîmp. În momentul iniţial amplificarea se fixează puţin deasupra valorii 3 conform formulei:

$$A=3*\left(1+\frac{R1}{R2+r(T)}\right)$$

Cînd amplitudinea semnalului atinge o valoare suficientă, acesta este redresat prin dioda D, dozat prin intermediul rezistorului R4 şi filtrat prin R3 şi C2. Această tensiune polarizează mai mult sau mai puţin grila tranzistorului T ceea ce are ca urmare creşterea sau micşorarea rezistenţei de conducţie r(T) pînă la obţinerea echilibrului.



FILTRU AM - SSB - CW

O recepţie bună cere, în cele mai multe cazuri, un filtru în partea de joasă frecvenţă. Pentru recepţionarea în bune condiţii a posturilor de radiodifuziune, prin intermediul unui receptor cu mixare directă, este nevoie de un filtru cu banda de trecere de circa 5kHz. În cazul recepţionării semnalelor SSB, este bun un filtru cu banda de trecere de 3kHz. Pe de altă parte, telegrafia cere un filtru cu o bandă foarte îngustă (100-500 Hz).

Circuitul prezentat în continuare cumulează toate cazurile prezentate mai sus. După cum se poate vedea în figură, schema conţine un circuit «Π» cu două celule. Comutatorul (3×4 poziţii) schimbă caracteristica globală a circuitului după cum urmează:

1) - filtru trece tot;
2) - filtru trece-bandă cu Ft=5kHz;
3) - filtru trece-bandă cu Ft=3kHz;
4) - filtru telegrafic cu F_0=1kHz,B=150Hz.

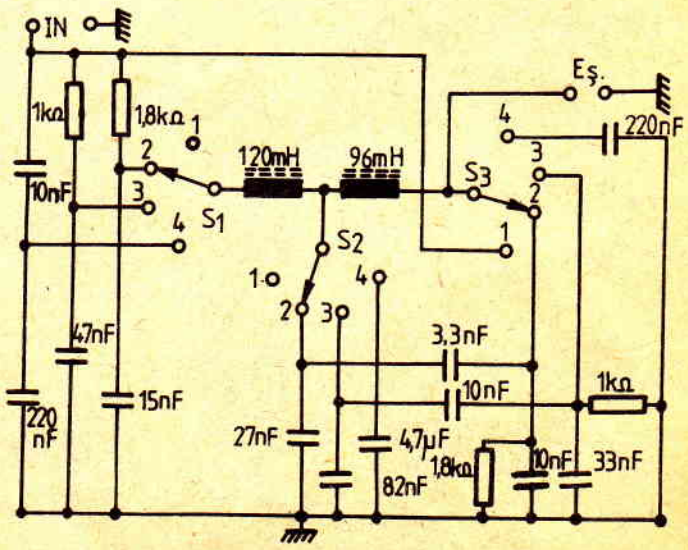
La ieşire s-a prevăzut un etaj cu AO, util atît ca adaptor al filtrului cu etajele următoare cît şi ca amplificator pentru cască.

Bobinele se realizează pe ferite-oală cu diametrul de 18 mm şi înălţimea de 11mm, cu inductanţa specifică A_L=400, material Ferroxcub 3H1. Se va utiliza un fir de cupru-email cu ϕ=0,1-0,12mm; L1 conţine 550 de spire, L2 490 de spire. Se poate utiliza un alt tip de ferită cu diametrul şi înălţimea mai mari. Dacă inductanţa specifică va fi tot 400, numărul de spire rămîne neschimbat. În caz contrar se recomandă a se recalcula numărul de spire.

Cea mai mare parte a componentelor pot fi montate chiar pe comutator.

Toleranţa rezistoarelor este de 5%, iar cea a condensatoarelor de 10%.

De notat faptul că toleranţele mai mari decît cele menţionate pot duce la eliminarea performanţelor amintite.



REFLECTOMETRU

Aparatul se poate realiza în două variante, cu două sau cu un singur instrument de măsură conform fig. 1 şi 2.

În fig. 3 este indicată realizarea plăcuţei de circuite. La realizarea plăcuţei de circuite imprimate se va căuta pe cît posibil să se respecte cotele indicate, trasarea liniilor făcîndu-se cu ajutorul unei lupe.

Pe partea cuprată din mijloc se fixează la un capăt ieşirea emitorului iar la celălalt antena. Legătura se face prin cablu coaxial de 50 ohmi la o distanţă minimă de 7 mm de marginea plăcii. Terminalele rezistoarelor R1 şi R2 - care trebuie să fie neapărat neinductive - vor fi cît mai scurte posibil.

Legăturile între diode şi instrumente se realizează cu cablu ecranat. Întregul montaj se introduce într-o cutie ecranată de dimensiuni corespunzătoare, putînd fi realizată fie sub formă de unitate separată, fie încorporată în cutia emiţătorului.

Ca instrumente indicatoare recomandăm folosirea instrumentelor de măsură de la magnetofoane, a căror sensibilitate variază între 40- 100μA.

Potenţiometrul R3 va fi liniar, cu ajutorul lui putîndu-se regla deviaţia acului instrumentului. Diodele folosite de constructor sînt de tipul 1N34, dar pot fi întrebuinţate cu succes orice fel de diode cu germaniu echivalente. Condensatorii de 1nF sînt ceramici iar rezistoarele R1 şi R2 au 68 ohmi - 1 Watt, neinductive.

Raportul de unde staţionare este indicat de curentul incident (măsurat de instrumentul M1) şi curentul reflectat (măsurat cu instrumentul M2). Astfel dacă Ii=curentul incident=40μA şi Ir=curentul reflectat=10μA, atunci raportul de unde staţionare este:

$$\frac{Ii+Ir}{Ii-Ir}=\frac{40+10}{40-10}=1,66$$

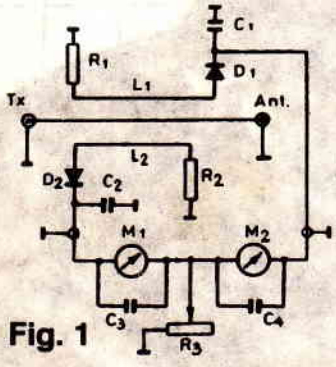


Fig. 1

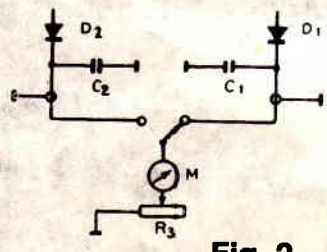


Fig. 2

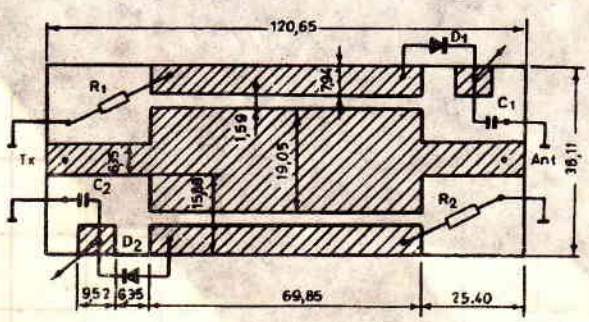


Fig. 3

OSCILATOR COMANDAT ÎN TENSIUNE

Cu o capsulă CDB 400 E se poate realiza un oscilator comandat în tensiune de forma celui din fig 1. Este o schemă des utilizată în buclele PLL cu funcţionare pînă la 5MHz.

Schema propriu-zisă cuprinde trei porţi ŞI - NU, a patra fiind folosită ca separatoare.

În fig. 2 se dau două caracteristici de variaţie a frecvenţei pentru două valori ale condensatorului C. Pentru C=10nF (curba cu linie plină), frecvenţa are o plajă de variaţie de la 12kHz la 800-900kHz, iar pentru C=300pF, frecvenţa variază, în funcţie de tensiunea de comandă, de la 25kHz la 5MHz. De menţionat faptul că valorile lui R_1 şi R_2 sînt minime (din plaja admisă).

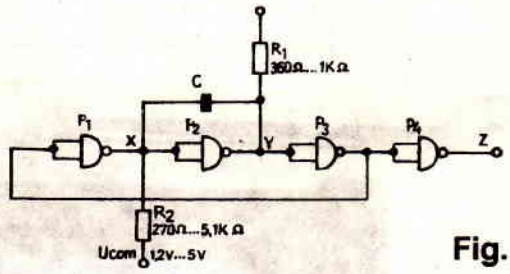


Fig. 1

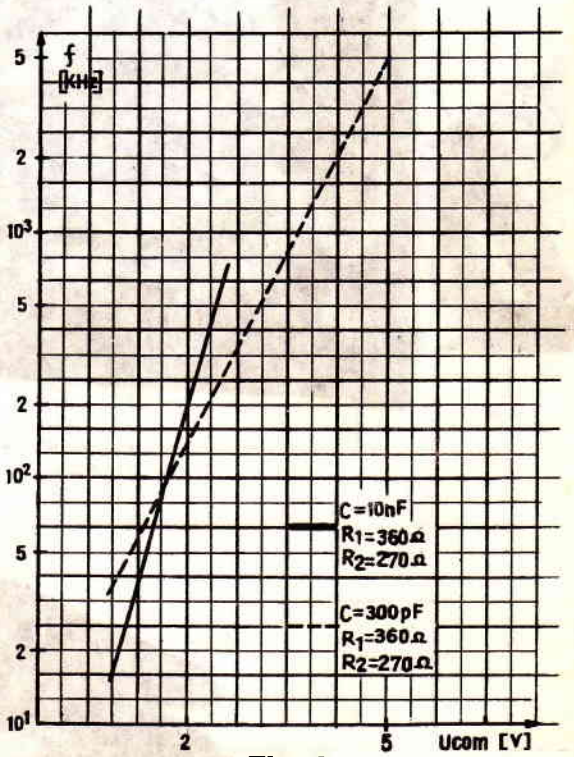


Fig. 2

ÎN ATENŢIA CITITORILOR

Vă anunţăm că numerele 2, 3, 4, 5,6 şi 7 sînt epuizate şi editura nu mai poate asigura expedierea acestora.

Editura electronistul

ISSN 1220-6741

Lei 190

Sperînd într-o colaborare cu dv. vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa **REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentant** *STAN SERGIU*).

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi (numerele 2, 3, 4, 5, 6 şi 7 sînt epuizate).

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi 220 lei pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.